

Ein digitales
Sprachinterpolationsverfahren
mit momentaner Prioritätszuteilung

Dem Fachbereich Ingenieurwissenschaften
der Universität Erlangen-Nürnberg
zur Erlangung des Grades
Doktor-Ingenieur

vorgelegt von
Roland Woitowitz

Erlangen, 1977



Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41548221_0011

Ein digitales Sprachinterpolationsverfahren mit momentaner Prioritätszuteilung

Dem Fachbereich Ingenieurwissenschaften
der Universität Erlangen-Nürnberg
zur Erlangung des Grades
Doktor-Ingenieur

vorgelegt von
Roland Voitowitz

Erlangen, 1977

Als Dissertation genehmigt vom
Fachbereich Ingenieurwissenschaften
der Universität Erlangen-Nürnberg

Tag der Einreichung: 8. Juni 1977

Tag der Promotion: 27. Juli 1977

Dekan: Prof. Dr. H. J. Schneider

Berichterstatter: Prof. Dr.-Ing. D. Seitzer
Prof. Dr.-Ing. W. Schüßler

Meinen Eltern
und Ulrike

Disposition

	Seite
1 Einleitung	1
2 Stand der Technik	4
2.1 Grundlagen der Datenreduktion	4
2.2 Quellcodierverfahren ohne Ausnutzung der Pausen für Sprachsignale	5
2.3 Sprachmultiplexverfahren	9
2.4 Neue Beiträge	16
3 Systemplanung	
3.1 Digitalisierung	19
3.2 Die Zentraleinheit	22
3.2.1 Das Prioritätskonzept	23
3.2.2 Die Signalverzögerung	26
3.2.3 Der Prioritätsauswahl-Algorithmus	28
3.2.4 Der Empfänger	31
4 Realisierung des MPZ-Systems	32
4.1 Der Prioritätsklassencodierer	35
4.2 Die Auswahlstufe	42
4.3 Messungen zur Funktionskontrolle des MPZ-Systems	47
4.3.1 Die Quantisierungsverzerrung	48
4.3.2 Kanaluhegeräusch und Nebensprechen	50
4.3.3 Prioritätsklassenstatistik für ein Rauschsignal	52
4.3.4 Die Zuteilungssymmetrie	54
5 Analytisches Modell des MPZ-Systems	56
5.1 Berechnung der Verteilungsdichte von Sprachsignaldifferenzen	59
5.2 Berechnung der Verteilungsdichte nicht-übertragener Signaldifferenzen	67

	Seite
5.3 Die Fehlerkettenverteilung	75
5.4 Berechnung der Fehlerverteilungsdichte	80
5.5 Berechnung des Störabstands	84
6 Meßergebnisse	88
6.1 Verwendete Sprachproben	88
6.2 Die Fehlerverteilungsdichte	93
6.3 Der Rauschabstand	100
6.4 Optimierung der Prioritätsklassenstrategie	103
6.5 Streuungen im Störabstand	112
6.6 Der Empfänger-Prädiktor	119
6.7 Beeinflussung des Störsignalspektrums	123
6.8 Zusammenfassung der Abschnitte 6.1 - 6.7	131
7 Ergebnisvergleich mit anderen Sprachinterpolationssystemen	134
8 Zusammenfassung	141
9 Literatur	144
10 Anhang	152

Verzeichnis der Abkürzungen

a	Übertragungskanalzahl
ADPCM	Adaptive Differenz-Pulscodemodulation
ADPCM-AQ	Adaptive Differenz-Pulscodemodulation mit adaptiver Quantisierung
ADU	Analog-Digital-Umsetzer
AGC	Automatic Gain Control
ALU	Arithmetic Logic Unit
APCM	Adaptive Pulscodemodulation
ATIC	Allocazione nel Tempo con Interpolazione di Campionatura
AW	Abtastwert
BPZ	Multiplexverfahren mit Block-Prioritätszuteilung
CCITT	Comité Consultatif International Téléphonique et Télégraphique
DEC	Decoder
DI-Filterung	Differenzierendes Vor- und integrierendes Nachfilter
DM	Deltamodulation
DPCM	Differenzpulscodemodulation
EXC	Exponentialcodierer
FF	Flip-Flop
H	Entropie
k	mittlere Aktivität einer Sprachquelle
K	Kompressionsfaktor
Komp.	Komparator
LEF	Lesefreigabeimpuls
LSB	Last Significant Bit
MPZ	Multiplexverfahren mit Momentaner Prioritätszuteilung
MSB	Most Significant Bit
N	Quellenzahl
PASI	Prioritäts-Auswahlimpuls
PCM	Pulscodemodulation
PCM log.	Pulscodemodulation mit logarithmischer Quantisierung

PCM-RR	PCM with Rate and Redundancy Reduction
PRKL	Prioritätsklasse
PRW	Prioritätswort $\hat{=}$ mit 4 bit codierte PRKL
PWA	Multiplexverfahren mit Prädiktionsgesteuerter Wortaufteilung
R	Kanalreduktionsfaktor = N/a
RAM	Random Access Memory
SFW	Spannungs-Frequenz-Wandler
SNR	Signal to Noise Ratio
SP	Speicher
SPEC	Speech Predictive Encoding Communication System
TASI	Time Assignment Speech Interpolation
TTL	Transistor-Transistor-Logik
UAW	Unterdrückte Abtastwerte
UAW*	Unterdrückte relevante Abtastwerte
VA-BQ-AQ	Volladaptive Blockquantisierung mit adaptiven Einzelquantisierern
VLC	Variable Length Coding
ZAW	Anzahl zugeteilter Abtastwerte

EIN DIGITALES SPRACHINTERPOLATIONSVERFAHREN MIT MOMENTANER PRIORITÄTSZUTEILUNG

1. Einleitung

Das Informationsbedürfnis des Menschen ist in den letzten Jahren erheblich angestiegen [58]. Die Erweiterung von Telefon- und Datennetzen, die Einrichtung kostspieliger Tiefseekabel und weltweiter Satellitenverbindungen sind Beispiele dafür [27, 33]. Gleichzeitig steigen insbesondere durch den Datenverkehr die Anforderungen an die Qualität der Übertragungsmedien. Daher gewinnt die digitale Übertragungstechnik wegen ihrer weitgehenden Unabhängigkeit von Störungen auf dem Übertragungsweg an Bedeutung [40]. Da sie a priori gegenüber der analogen Übertragung einen höheren Bandbreitenbedarf hat, werden in zunehmendem Maße Quellencodierverfahren benötigt, die eine effektive Ausnutzung der Übertragungskapazität erlauben. Ihr Einsatz soll den Nachrichtenfluß reduzieren, ohne einen durch Forderungen der Nachrichtensenke bestimmten Fehler zwischen Sende- und rekonstruiertem Empfangssignal zu überschreiten.

Zu diesem Zweck kann beispielsweise die Korrelation zwischen aufeinanderfolgenden Abtastwerten des digitalisierten Signals ausgenutzt werden, indem jeder Abtastwert aus seiner Signalvergangenheit geschätzt wird. Es genügt nun, anstelle des abgetasteten Signals dessen Differenz zum Schätzwert zu übertragen. Da dieses Differenzsignal eine reduzierte Dynamik aufweist, kann es mit einem kleineren Codealphabet beschrieben und daher effektiver übertragen oder gespeichert werden. Solche Codierverfahren existieren als Differenz-Pulscodemodulation (DPCM) für einzelne Quellen [49].

Eine weitere Möglichkeit zur Reduktion des Nachrichtenflusses liegt in der Ausnutzung von Sprachpausen, denn aktive

Telefonkanäle weisen im Mittel lediglich eine Sprachbelegung von 25 - 40 % auf, während 60 - 70 % der Kanalkapazität normalerweise ungenutzt bleiben [3, 4, 9]. Wird jedoch nur dann Übertragungskapazität beansprucht, wenn im Signal Änderungen auftreten, können die Quellredundanzen infolge unregelmäßigen Datenflusses durch Sprachpausen eliminiert werden. Durch Multiplexbildung über eine große Anzahl von Teilnehmern wird der Datenfluß auf einen reduzierten Mittelwert vergleichmäßigt. Solche Verfahren werden mit Sprachinterpolation bezeichnet.

Auf dieser Basis beruhen digitale Sprachcodierverfahren wie SPEC (Speech Predictive Encoding Communication System) [54], MPZ (Multiplex mit momentaner Prioritätszuteilung) [68] und Multiplexeinrichtungen nach dem lagemodulierten Adreßcodesystem [2].

Verfahren in analoger Technik, die Sprachpausen ausnutzen, sind dagegen seit geraumer Zeit als TASI (Time Assignment Speech Interpolation) im Überseesprechverkehr bekannt [9]. Mit ihnen gelingt z. B. eine Reduktion von 72 Teilnehmerleitungen auf 36 Übertragungskanäle (Kanalreduktionsfaktor $R = 2$). Als nachteilig haben sich hier besonders der hohe apparative Aufwand insbesondere für Sprachdetektoren (s. Kap. 2) und ungünstiges Verhalten bei Systemüberlastung herausgestellt [38]. Demgegenüber lassen u. a. wegen des erhöhten zeitlichen Auflösungsvermögens die digitalen Systeme neben günstigerem Überlastverhalten größere Reduktionsfaktoren bei gleicher Teilnehmerzahl oder aber Systeme mit weniger Teilnehmern bei bereits gleichem Reduktionsfaktor wie bei TASI erwarten, zumal Kombinationsmöglichkeiten mit anderen redundanzmindernden Codierverfahren, z. B. DPCM bestehen.

In dieser Arbeit steht das Multiplexverfahren mit momentaner Prioritätszuteilung im Vordergrund. Es benötigt als einziges der bekanntgewordenen Sprachinterpolations-Systeme

keinen Sprachdetektor. Als Hinweis auf das günstigere Interpolationsverhalten u. a. aufgrund des höheren zeitlichen Auflösungsvermögens gegenüber TASI kann der Umstand gewertet werden, daß das MPZ-System bereits mit einer Größe von $N = 16$ Quellen und halbierter Datenrate kaum noch hörbare Qualitätseinbußen bei der Sprachübertragung verursacht. Der mittlere Störabstand für diesen Fall beträgt etwa 30 dB.

2. Stand der Technik

2.1 Grundlagen der Datenreduktion

Die von einer Signalquelle ausgehende Nachricht mit dem Entscheidungsgehalt H_O (in Bit/Abtastwert) enthält in der Regel einen für den Empfänger relevanten (H_R) und einen irrelevanten (H_I) Entropieanteil. Letzterer darf von der Übertragung ausgeschlossen werden, da sein Fehlen vom Empfänger entweder nicht bemerkt oder toleriert werden kann [39]. Mit diesem Problem beschäftigt sich die Rate-Distortion-Theorie. Das verbleibende Signal kann außerdem noch Information enthalten, die der Senke bereits zugänglich, also redundant ist (R_Q). Ihre Eliminierung führt zu keiner Signalverfälschung, da sie empfängerseitig wieder zugesetzt werden kann [42, 43]. Damit gilt

$$H_O = H_I + H_R + R_Q$$

Das verallgemeinert ausgedrückte Ziel der Datenreduktion durch Quellcodierung besteht in digitalen Systemen also in der Minimierung der Irrelevanz H_I durch Entropiecodierung und der Redundanz R_Q durch Redundanzreduktion. Im allgemeinen steigt der erforderliche Aufwand progressiv mit dem Grad der Minimierung an [48].

Beim digitalisierten Sprachsignal besteht die Quellredundanz hauptsächlich in statistischen Bindungen zwischen zeitlich benachbarten Signalabschnitten (Korrelation) [45]. Das gilt insbesondere für Sprachpausen.

Irrelevante Information steckt im Sprachsignal vereinbarungsgemäß in Spektralbereichen außerhalb des Bandes von 300 bis 3400 Hz [22].

2.2 Quellcodierverfahren ohne Ausnutzung der Pausen für Sprachsignale

Der Informationsfluß bei digitaler Sprachübertragung ohne Redundanzreduktion beträgt in den vom CCITT empfohlenen Puls-codemodulations (PCM)-Systemen 64 kbit/s. Dieser Wert resultiert, wenn dem Signal mit 8 kHz entsprechend dem Abtasttheorem Proben entnommen und diese mit 8 bit gemäß der annähernd logarithmischen 13-Segment-Kennlinie quantisiert werden [14]. Dabei stellt die logarithmische Quantisierung einen über den Dynamikbereich von ca. 30 dB konstanten Quantisierungsgeräuschabstand sicher.

Wird die Sprachsignalstatistik nullter Ordnung als Amplitudenverteilungsdichte $p[x(n)]$ der Signalamplituden $x(n)$ in einem Quantisierer im Sinne eines minimalen mittleren quadratischen Fehlers genutzt, handelt es sich um den sogenannten MMSE (Min. Mean Squared Error) oder Max-Quantisierer. Dieser liefert Codeworte gleicher Länge und erbringt einen Gewinn von ca. 2,5 dB [63]. Dem entspricht eine Reduktion der Übertragungsrate von 64 kbit/s auf ca. 60 kbit/s.

Nutzt der Quantisierer außerdem die statistischen Abhängigkeiten m aufeinanderfolgender Abtastwerte, also die Signalstatistik m -ter Ordnung als bedingte Wahrscheinlichkeit $p[x(n), x(n-1), \dots, x(n-m)]$, indem er sich dieser mit seiner Quantisierungskennlinie anpaßt, spricht man von einem gesteuerten Quantisierer [13].

Ein Sonderfall des gesteuerten Quantisierers ist die Differenzpuls-codemodulation (DPCM), der bei der Sprachsignalcodierung eine hervorragende Bedeutung zukommt. Sie nutzt lediglich die Korrelation des Eingangssignals aus, indem die Differenzen zwischen aktuellen und durch Vorhersagefilter prä-dizierten Abtastwerten übertragen werden [45]. Die Varianz

des Differenzsignals ist um etwa 6 - 12 dB geringer als die des Eingangssignals, wenn ein Vorhersagefilter (Prädiktor) 3. Grades benutzt wird [17, 49]. Der Informationsfluß kann dadurch um weitere 8 - 16 kbit/s reduziert werden.

Als Sonderfall der DPCM, nämlich für Codewortlängen von 1 bit bei erhöhter Abtastrate kann die Deltamodulation (DM) angesehen werden. Sie kann bei kleinen Übertragungsraten (<30 kbit/s) gegenüber PCM log. Vorteile bieten [22, 50, 51].

Wird die Voraussetzung der Stationarität des Sprachsignals, die bei durchgehend gesprochenem Text für Meßzeiträume von ca. 60 s aufwärts zutrifft, fallengelassen, müssen adaptive Strategien angewandt werden. Im Falle der adaptiven DPCM (ADPCM) kann durch fortlaufend berechnete Koeffizientensätze ein mittlerer zusätzlicher Gewinn von $\geq 1,6$ dB erzielt werden [45]. Allerdings ist hier eine zusätzliche Information für den Empfänger erforderlich. Der gesteuerte Quantisierer mit gesteuertem Vorverstärker (AGC) erreicht gegenüber einem DPCM-Codierer einen Gewinn von 4,5 dB.

Mit einer Kombination nichtadaptiver DPCM mit AGC und gesteuertem Quantisierer läßt sich bereits eine Halbierung des ursprünglichen Informationsflusses auf 32 kbit/s erreichen [15].

Optimalquantisierer liefern wegen der konstanten Codewortlänge nicht automatisch die für einen bestimmten mittleren quadratischen Quantisierungsfehler mögliche minimale Übertragungsrate. Diese wird erst durch eine zusätzliche Entropiecodierung erreicht, bei der häufig auftretende Quellensymbole mit kleiner Wortlänge codiert werden [70]. Damit kann die Übertragungsrate auf den Wert der Quantisierungsentropie reduziert werden.

In neuerer Zeit sind Blockcodierverfahren [35, 44] entwickelt worden, die Sprache ohne wesentliche Qualitätseinbußen mit weniger als 20 kbit/s codieren können. Dort werden Ähnlichkeiten langer aufeinanderfolgender Signalabschnitte ausgenutzt. Als Qualitätskriterium dient dabei oft der CCITT-empfohlene - ursprünglich für reine PCM-Systeme entwickelte - Verlauf des Signal-Störabstandes über dem Signalpegel. Die Orientierung an Gütekriterien, die den subjektiven Hörvorgang berücksichtigen, kann bei der Codierung erhebliche Vorteile bieten. Es wird von solchen Verfahren berichtet, die mit Übertragungsraten zwischen 10 und 15 kbit/s ohne merkliche Qualitätseinbuße arbeiten, obwohl der Rauschabstand nur etwa 15 dB beträgt [19].

Gänzlich andere datenreduzierende Verfahren wurden unter dem Begriff der Transformationscodierung bekannt. Dabei wird eine Anzahl von n Abtastwerten aufgefaßt als Vektor im n -dimensionalen Raum und angegeben als durch Koeffizienten bewertete Linearkombination der n Einheitsvektoren. Wird ein bestimmtes Gütemaß vorausgesetzt, erübrigt sich unter Umständen die Übertragung aller Koeffizienten. Beispiele hierfür sind die Diskrete Fourier- und die Loève-Karhunen-Transformation. Mit ihnen lassen sich hohe Kompressionsfaktoren erreichen [58], wegen des sehr hohen Aufwandes bieten sie jedoch gegenüber DPCM keine Vorteile [17].

In der Literatur finden sich bei Angaben zur Leistungsfähigkeit der untersuchten Quellcodierverfahren hauptsächlich zwei verschiedene Vergleichskriterien:

1. Angabe des erreichbaren Störabstands (Signal Noise Ratio, SNR) bei gegebener Übertragungsrate in kbit/s. Hier werden objektiv meßbare Größen zugrundegelegt.
2. Erforderliche Übertragungsrate, um mit subjektiven Hörtests die gleiche Qualität wie mit 64 kbit/s PCM log. zu erreichen.

Entsprechend diesen Kriterien werden in den folgenden beiden Tabellen (Tab. 1, Tab. 2) die Leistungen von Codierverfahren für einzelne Sprachquellen angegeben. Ein entsprechender Vergleich für Sprachinterpolationsverfahren findet sich in Abschnitt 8.

Codierverfahren	Erreichbarer SNR in dB	Für Übertragungsrate in kbit/s	Literatur
PCM log.	13,5	32	41
APCM log.	15	32	41
DPCM	19,5	32	41
ADPCM	22	32	41
ADPCM-AQ	30	32	71
Transform.-Cod. VA-BQ-AQ	33	32	71

Tab. 1: Erreichbarer Störabstand (SNR in dB) verschiedener Quellcodierverfahren.
Die Bedeutung der verwendeten Abkürzungen ist dem Abkürzungsverzeichnis zu entnehmen.

Codier-Verfahren	Übertragungsrate für subj. Qualität wie bei PCM log. in kbit/s	Bemerkungen	Lit.
DM	48	Mit Silbenkompondierung	50
DPCM-Blockcodierung	21	Lang- u. Kurzzeit-Prädiktion	19
Transform.-Cod. VA-BQ-AQ	12 - 16	Adapt. Quant. u. Bit-Zuordnung	71
DPCM-Blockcodierung	10	Codierung der Blockdifferenzen	44

Tab. 2: Erforderliche Übertragungsrate verschiedener Quellcodierverfahren, um nach subjektiven Kriterien die gleiche Übertragungsqualität zu erzielen wie bei PCM mit log. Quantisierung und 64 kbit/s.
Die Bedeutung der verwendeten Abkürzungen ist dem Abkürzungsverzeichnis zu entnehmen.

2.3 Sprachinterpolationsverfahren

Die bisher genannten Sprachcodierverfahren nutzen einen großen Teil der im Sprachsignal enthaltenen Redundanz aus, nicht jedoch die Tatsache, daß im Telefondialogverkehr durchgeschaltete Leitungen infolge der Sprachpausen nur zu etwa 25 - 40 % der Zeit belegt sind (Quellenaktivität $k = 25 - 40 \%$) [3, 4, 9]. Während der Pausenzeiten von 60 - 75 % bleibt die Verbindung normalerweise bestehen, obwohl sie nicht benötigt wird. Das führt zu einer unwirtschaftlich geringen mittleren Auslastung kostspieliger Übertragungskapazität. Wird den Gesprächsteilnehmern (Signalquellen) jedoch nur dann eine Leitung zugeteilt, wenn sie während aktiver Gesprächsphasen tatsächlich Übertragungsbedarf haben, läßt sich der geringe Auslastungsgrad vermeiden. Das Übertragungsmedium braucht in diesem Falle nur für den mittleren Übertragungsbedarf der Quellen ausgelegt zu werden. Die Vergleichmäßigung des zeitlich schwankenden Übertragungsbedarfs mit hohen Spitzenwerten auf einen geringeren mittleren Wert kann grundsätzlich auf zweierlei Weise geschehen:

1. Jede Quelle speist mit ihrer schwankenden Datenrate einen Pufferspeicher und dieser mit einer mittleren Rate kontinuierlich den Übertragungskanal. Hier geschieht also die Bildung eines zeitlichen Mittels im Datenfluß jeder Einzelquelle [31]. Der Pufferspeicher muß wegen der zum Teil langen Sprachpausen sehr groß gewählt werden und sein Füllungsgrad ist laufend zu überwachen.
2. Für Sprachsignale als Realisierung stationärer stochastischer Prozesse kann Ergodizität vorausgesetzt werden (siehe Abschnitt 6.1). Damit finden sich statistische Eigenschaften, die aus zeitlicher Betrachtung von Einzelprozessen resultieren, auch bei Betrachtung einer großen Anzahl solcher Prozesse in einem bestimmten Augenblick wieder. Be-

trägt beispielsweise der zeitliche Mittelwert für die Aktivität einer Sprachquelle $k = 40\%$, so sind von einer großen Anzahl (Schar) gleichzeitiger Quellen zu jedem Augenblick im Scharmittel gerade $k = 40\%$ aktiv. Die Quellschar hat also einen mittleren Übertragungsbedarf, der 40% des Maximalwerts entspricht. Für diesen Mittelwert muß die Kapazität des Übertragungsmediums ausgelegt sein. Die Anpassung der Übertragungskapazität an den mittleren Datenfluß geschieht hierbei also durch Bildung des Scharmittels über große Quellszahlen.

Für die Verarbeitung von Sprachsignalen hat nur das zweite Verfahren Bedeutung in den sog. Sprachmultiplex- oder Interpolationsverfahren erlangt. Dabei kann u. U. die Festlegung auf eine feste Übertragungskapazität zu Fehlern führen. Bei kleiner Quellszahl streut nämlich der gemeinsame aktuelle Übertragungsbedarf stark um den Erwartungswert. Wird dabei momentan die Übertragungskapazität überschritten, geht ein Teil der Nachricht verloren (Systemüberlastung). Bei statistisch unabhängigen Quellen folgt die Anzahl gleichzeitig aktiver Signalabschnitte einem Binomialverteilungsgesetz. Diese Anzahl ist in Abb. 1 als normierte Häufigkeit für verschiedene Quellszahlen (N) dargestellt. Die mittlere Aktivität jeder Einzelquelle beträgt $k = 40\%$. Aufgrund der Ergodizität liegt das Maximum aller Verteilungen daher bei 0,4. Stehen beispielsweise zur Übertragung nur $N/2$ Kanäle zur Verfügung, dürfen auch nur $\leq N/2$ Quellen gleichzeitig aktiv sein ($\frac{\text{Zahl gleichzeitiger Anforderungen}}{\text{Quellszahl}} = 0,5$), wenn keine

Information verlorengehen soll. Demnach kann von diesem System jeder Bedarfzustand für Abszissenwerte $\leq 0,5$ ohne Fehler befriedigt werden. Werte $> 0,5$ entsprechen jedoch einer Systemüberlastung und verursachen Informationsverluste, die im folgenden als Codierfehler bezeichnet werden (schraffierter Bereich). Sie treten bei kleinen Quellszahlen und damit

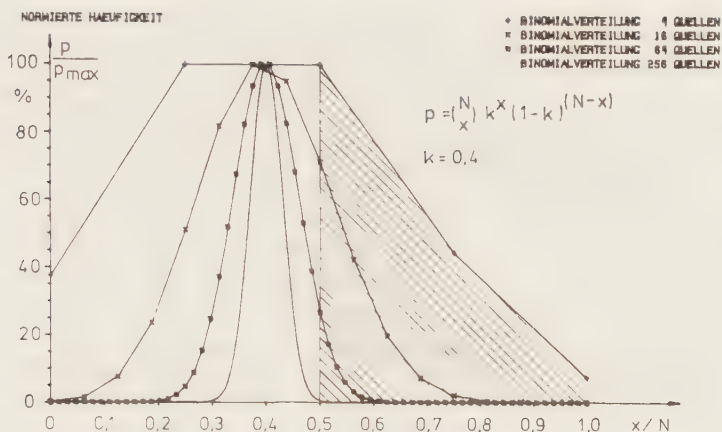


Abb. 1: Normierte Häufigkeit der nach einer Binomialverteilung berechneten Anzahl gleichzeitiger Übertragungsanforderungen für verschiedene Quellenzahlen N . Die mittlere Aktivität jeder Quelle beträgt $k = 40\%$. Bei halbierten ursprünglicher Übertragungsrate ergeben sich im schraffiert eingezeichneten Bereich Systemüberlastungen.

großer Streuung besonders häufig auf, lassen sich jedoch im gewählten Beispiel für $N \geq 256$ vollständig vermeiden.

Die Codierfehler treten in digitalen Sprachinterpolations-systemen als unterdrückte relevante Abtastwerte (UAW*) auf. Das soll anhand der Abtastwertebilanz (Abb. 2), wie sie sich in solchen Systemen ergibt, dargestellt werden. Die Gesamtzahl aller Abtastwerte pro Quelle und Meßintervall läßt sich einteilen in solche, die einen Übertragungsbedarf repräsentieren (a) und redundante (b), die nicht übertragen werden müssen, weil sie entweder in Sprachpausen fallen, oder keinen Änderungen unterliegen. Zur Rekonstruktion der ursprünglichen Nachricht sind lediglich die unter (a) aufgeführten Abtastwerte nötig. Treten unter ihnen infolge Sy-

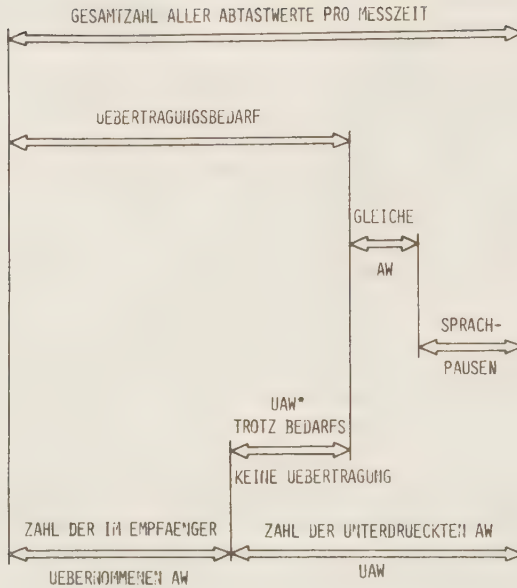


Bild 2: Bilanz der Abtastwerte in einem MPZ-System.
Die Anzahl relevanter unterdrückter Abtastwerte ist hier mit UAW* bezeichnet.

stemüberlastung Verluste auf (UAW*), werden Codierfehler verursacht, die sich im Empfänger als Störung bemerkbar machen. Die Abhängigkeit der Codierfehler- von der Quellen- zahl ist für alle Sprachinterpolationsverfahren typisch.

Das erste bekanntgewordene, allerdings noch analog arbeitende Sprachinterpolationsverfahren heißt TASI (Time Assignment Speech Interpolation). Es wurde in der grundlegenden Arbeit von BULLINGTON et al. [9] vorgestellt und ist seit ca. 20 Jahren im Transatlantik-Telefonverkehr im Einsatz. Es überträgt den Nachrichtenfluß von $N = 72$ Teilnehmern auf $a = 36$ Über-

tragungskanälen, indem nur den momentan aktiven Quellen ein Kanal zugeordnet wird. Zur Ermittlung der aktiven Quellen dienen sog. Sprachdetektoren. Die Zuordnung von Quelle, Kanal und Senke wird durch Vermittlungssignale vorgenommen, für die ein separater Kanal zur Verfügung steht. Der mittlere Informationsfluß wird bei TASI also um den Faktor $K = 72/(36+1) = 1,95$ reduziert. Als nachteilig haben sich hier insbesondere der hohe apparative Aufwand zur Erkennung aktiver Quellen (N Sprachdetektoren), sowie ein ungünstiges Verhalten im Überlastungsfalle herausgestellt. Es tritt das sog. "freeze out" auf, ein Beschneiden von Wortanfängen nach Pausen, bis zu mehreren 100 ms Dauer, welche subjektiv starke Störungen verursachen kann.

Inzwischen wurden digital arbeitende TASI-Versionen entwickelt [3], dazu weitere Verfahren wie SPEC (Speech Predictive Encoding Communication) [54], Verfahren nach dem lagemodulierten AdreßCodesystem [2], ATIC (Allocazione nel Tempo con Interpolazione di Campionatura) [4] und Multiplexverfahren mit momentaner Prioritätszuteilung (MPZ) [68]. Inzwischen wurde ein weiterentwickeltes Konzept des SPEC-Verfahrens veröffentlicht, das prinzipielle Ähnlichkeiten mit MPZ aufweist, denn die Zuteilung wird ebenfalls nach signalabhängigen Kriterien durchgeführt [10]. Bis auf MPZ benötigen alle Verfahren Sprachdetektoren, die sehr aufwendig sind, weil sie schwache rauschähnliche Sprachsignale (Konsonanten) von immer vorhandenem Kanalrauschen trennen müssen [32]. Außerdem können durch den Sprachdetektor wegen seiner Ansprechdauer sog. "initial clips" verursacht werden.

Alle digitalen Interpolationssysteme weisen wegen der hohen zeitlichen Auflösung von 125 μ s (entsprechend einer Abtast-rate von 8 kHz) gegenüber TASI ein gleichmäßiger verteiltes Störgeräusch im Überlastfalle auf, das sich weniger störend bemerkbar macht. Bei SPEC, MPZ und ATIC-SAT-1B gehen im

Überlastfall Abtastwertdifferenzen verloren, während bei TASI-B, ATIC-SAT-1C und einem weiteren von DORGHELO [16] genannten Verfahren die niedrigstwertigen Bits aller Quellen eliminiert werden, um im Übertragungsrahmen genügend Zeitschlitze zur Verfügung zu stellen.

Für die Zuteilung der Übertragungskanäle an die aktiven Signalquellen existieren bei den Systemen, in denen Abtastwerte verlorengehen, verschiedene Strategien. Während die Zuteilung beim ursprünglichen SPEC-Verfahren unabhängig vom Signal zyklisch erfolgt, wird sie bei MPZ von der momentanen Höhe des Übertragungsbedarfs bestimmt. Bereits durchgeführte Untersuchungen zeigen, daß wegen der stärkeren Bindung an Signaleigenschaften die Prioritäts- einer zyklischen Zuteilung überlegen ist [21].

Alle Sprachinterpolationsverfahren benötigen Echosperrern. Diese vermeiden, daß Gabelechos als Sprachanteile des Dialogpartners fehlinterpretiert und damit die ausnutzbaren Pausenlängen reduziert werden [38].

In der vorliegenden Arbeit steht das Multiplexverfahren mit momentaner Prioritätszuteilung (MPZ) im Vordergrund. Es wurde grundlegend von SEITZER, CLOSS und STUCKY beschrieben [56, 57, 64]. Anwendungsbereiche finden sich sowohl in der Sprach- als auch der Bildcodierung [48, 66].

Ausgehend vom digitalisierten Eingangssignal wird zu jedem Abtastzeitpunkt entschieden, welche der N Quellen eines Übertragungssystems Sendebedarf aufweisen, um diese dann mit $a < N$ Kanälen zu verbinden. Der Sendebedarf wird gemäß bestimmbarer Kriterien nach Prioritätsklassen (PRKL) geordnet, wobei eine Quelle mit hoher PRKL gegenüber einer mit kleinerer den Übertragungsvorzug genießt. Tritt in mehreren Quellen gleichzeitig gleichgroßer Bedarf auf, wird

eine Zufallsentscheidung herbeigeführt. In jedem Abtastzeitpunkt gelangen also a Quellen mit der höchsten Priorität zur Übertragung, während die restlichen Abtastwerte verlorengehen. Die Anzahl und Größe dieser verlorengegangenen Abtastwerte bestimmen maßgeblich die Übertragungsqualität dieses Systems.

Auf einen Sprachdetektor kann verzichtet werden, weil lediglich eine vorhandene, für den mittleren Bedarf ausgelegte Übertragungskapazität auf die Quellen mit den höchsten Prioritäten aufgeteilt wird. Sender und Empfänger haben ein Gedächtnis, in welchem die zuletzt übertragenen Werte gespeichert werden. Da jede Quelle Zugriff auf jeden Zeitschlitz innerhalb des Übertragungsrahmens hat, muß zur Kennung zusätzliche Information übertragen werden [55]. Sie vergrößert die Übertragungsraten um 1 bit/AW, kann jedoch durch Anwendung von Blockquantisierungsstrategien auf ein unerhebliches Maß herabgesetzt werden. Eine weitere Möglichkeit zur Reduzierung der erforderlichen Zusatzinformation läßt sich erwarten, wenn diese nur bei Änderung eines momentan bestehenden Zuteilungsmusters übertragen wird [3, 47]. Aus vermittlungstechnischer Sicht kann andererseits jede zusätzliche Kenninformation Vorteile bieten.

Bereits durch den Multiplexgewinn kann die mittlere Übertragungsrate um den Faktor 2 - 3 reduziert werden. Kombinationen mit zusätzlichen, weiter oben beschriebenen Quellcodierverfahren lassen erheblich höhere Gewinne zu. Beispiele dafür sind erweiterte MPZ-Verfahren mit prädiktionsgesteuerter Wortaufteilung (PWA) und Blockquantisierungsstrategien [25, 35]. Im Hinblick auf eine Integration in bestehende oder im Aufbau befindliche PCM-Netze haben bis auf die beiden letztgenannten alle beschriebenen Sprachinterpolationsverfahren bisher auf eine komfortable Quellcodierung verzichtet und als Übertragungsformat PCM gewählt. Auch im Hinblick auf

reine Datenübertragung sind damit Vorteile verbunden [49].

Trotz des erhöhten Endgeräteaufwandes in Sprachinterpolationssystemen lassen sich insbesondere bei kostspieligen Kanälen wie Tiefseekabel und Satellitenstrecken wirtschaftliche Vorteile erwarten [12, 53].

2.4 Neue Beiträge

In der vorliegenden Arbeit wird das ursprünglich für die Bildübertragung entworfene digitale Nachrichteninterpolationsverfahren mit momentaner Prioritätszuteilung (MPZ) erstmals auf Sprachsignale angewandt. Dazu wurde ein in Echtzeit arbeitendes MPZ-System für $N = 16$ Quellen geplant, aufgebaut und untersucht. Besonderes Gewicht wurde auf eine flexible Auslegung der für dieses Verfahren erforderlichen Auswahlalgorithmen gelegt. Darüber wird in Kapitel 3 berichtet. Kapitel 4 beschreibt anhand ausgewählter, für das MPZ-Verfahren typischer Strukturen Wirkungsweise und Realisierung des Systems, insbesondere

1. den Prioritätsklassencodierer, der den Übertragungsbedarf quantifiziert
2. die Auswahlstufe, in welcher die Übertragungsentscheidungen gefällt werden.

In Kapitel 5 wird ein analytisches Modell für Multiplexsysteme auf der Grundlage statistischer Sprachsignaleigenschaften entwickelt. Es gestattet eine Berechnung der Übertragungseigenschaften von MPZ-Systemen, insbesondere der Größe aller auftretenden Codierfehler, welche maßgeblich die Übertragungsqualität bestimmen. Die Möglichkeit, den Einfluß verschiedener Parameter auf das Übertragungsverhalten zu berechnen, erlaubt ein besseres Verständnis der Eigenschaf-

ten von Sprachinterpolationsverfahren und kann bei der Systemoptimierung sowie der Gewinnung quantitativer Entwurfsunterlagen dienlich sein.

Eine Reihe von Messungen am Echtzeitaufbau (Kapitel 6) bestätigen das Modell und gestatten sowohl Aussagen über die erzielbaren Multiplexgewinne, als auch Vergleiche mit anderen Verfahren (Kapitel 7).

3. Systemplanung

Im folgenden Abschnitt soll, ausgehend von generellen Anforderungen an das System, die Planung bis hin zu einzelnen der Sprachinterpolation dienenden Baugruppen durchgeführt werden. Die konsequente Aufteilung eines in Hardware zu realisierenden Gerätes dieser Komplexität in isolierte Baugruppen erscheint sinnvoll, damit bereits vor der Inbetriebnahme kleine Einheiten auf ihre Funktion überprüft werden können. Alle Gruppen werden von einem zentralen Taktgenerator gesteuert.

Das Übertragungssystem mit momentaner Prioritätszuteilung soll für max. $N = 16$ Teilnehmer und eine variable Anzahl a von Übertragungskanälen entsprechend der Abbildung 3 ausgelegt werden. $N = 16$ stellt einen Kompromiß zwischen erforderlicher Signalquellenzahl (z. B. Bandgeräten) und genügender statistischer Bedarfsnivellierung für die Sprachinterpolation dar. Die Sprachsignale werden vor der Digitalisierung auf die genormte Telefonbandbreite von 300 - 3400 Hz

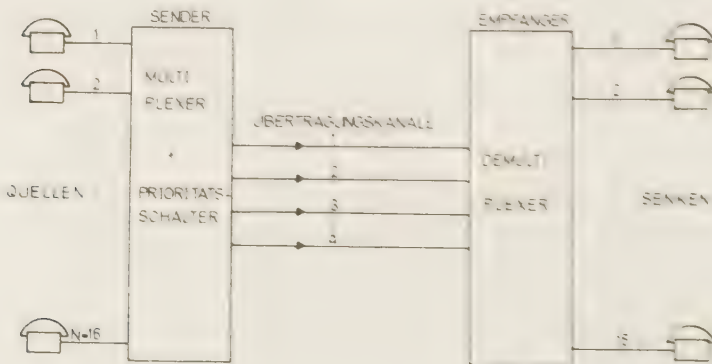


Abb. 3: Prinzipielle Anordnung eines Sprachmultiplexsystems mit momentaner Prioritätszuteilung für $N = 16$ Quellen und a Übertragungskanäle

begrenzt und mit $f_{\text{abt}} = 8 \text{ kHz}$ abgetastet.

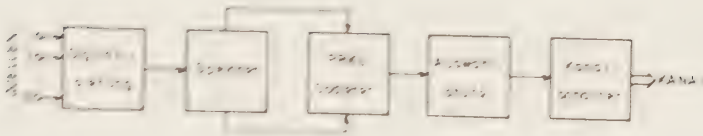


Abb. 4: Blockschaltbild des Sprachmultiplexsystems mit momentaner Prioritätszuteilung (MPZ)

In Abb. 4 ist ein vereinfachtes Blockschaltbild des MPZ-Systems dargestellt. Nach dem Digitalisieren und Speichern der N Quellensignale wird im Prioritätsklassencodierer (PPKL-Codierer) der Übertragungsbedarf aller Quellen ermittelt und in Klassen unterteilt. Die Auswahlstufe fällt damit die Entscheidung, welche Abtastwerte gesendet und welche im Überlastungsfall unterdrückt werden. Der Kanalschalter leitet die ausgewählten Abtastwerte auf den Übertragungskanal.

3.1 Die Digitalisierung

Gemäß dem Abtasttheorem kann jedes auf f_g bandbegrenzte Signal $g_1(t)$ durch seine Abtastwerte zu äquidistanten Zeitpunkten T_A ohne Informationsverlust dargestellt werden, wenn gilt:

$$f_A = \frac{1}{T_A} \geq 2 f_g$$

Für einen normierten Sprachkanal mit der oberen Grenzfrequenz $f_g = 3,4 \text{ kHz}$ ergibt sich mit der üblichen Abtastfrequenz von

$f_A = 8 \text{ kHz}$ das in Abbildung 5 dargestellte System.

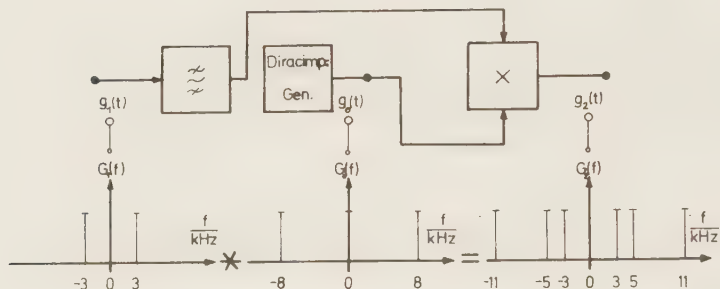


Abb. 5: Prinzipielle Anordnung zur Abtastung des Signals $g_1(t)$ mit den entsprechenden Spektren $G(f)$

Im Ausgangsspektrum ist neben f_1 auch die Frequenz $f_A - f_1$ vertreten. Das Spektrum muß also nach der Übertragung von den Spektralanteilen $f > 4 \text{ kHz}$ durch TP-Filterung befreit werden. Damit ist sowohl im Sender, als auch im Empfänger eine TP-Filterung mit $f_g = 3,4 \text{ kHz}$ erforderlich.

Im Hinblick auf eine Integration des geplanten Gerätes in PCM-Netze (siehe auch Kapitel 2.3) soll als Übertragungsformat PCM dienen. Wird davon abgewichen, lassen sich zusätzliche Gewinne durch Einzelquellcodierverfahren (z. B. DPCM) der Literatur entnehmen und dem reinen Multiplexgewinn zuschlagen, welcher hier im Vordergrund stehen soll. Ebenfalls deshalb kann auf eine digitale Kompondierung nach der 13-Segmentkennlinie verzichtet werden, wenn berücksichtigt wird, daß der max. Geräuschabstand im System durch die nichtlineare Quantisierung auf ca. 38 dB begrenzt würde [31]. Hinsichtlich der Quantisierung kleiner Signale entsprechen 8 bit logarithmisch kompondiert etwa

12 bit linear codiert. Als Übertragungsformat dient damit PCM mit 12 bit, linear codiert.

Damit liegen bereits die Anforderungen an den Analog-Digital-Umsetzer (ADU) fest: Innerhalb einer Abtastperiode von 125 μ s müssen 16 AD-Umsetzungen zu jeweils 12 bit stattfinden. Hierzu bieten sich mehrere Möglichkeiten an:

1. Vielfachausnutzung (Multiplex) eines ADU für 16 Quellen mit einer erforderlichen Umsetzungszeit $< 8 \mu$ s.
2. Vielfachausnutzung von mehreren (z. B. zwei oder vier), dafür aber langsameren und preiswerteren ADU im Parallelbetrieb.

Für den experimentellen Aufbau ergibt sich die Möglichkeit:

3. Vielfachausnutzung eines ADU für z. B. 4 Quellen, während die 12 restlichen Quellen durch Wiederverwendung der genügend lange verzögerten Abtastwerte der ursprünglichen 4 Quellen simuliert werden (Verzögerungsmethode).

Eine Aufwandsabschätzung für die drei genannten Möglichkeiten fällt eindeutig zugunsten der Verzögerungsmethode aus. Hiermit reduziert sich auch die Anzahl der erforderlichen Signalquellen von 12 auf 4 und im gleichen Maße der Bedienungsaufwand bei Messungen. Andererseits werden durch die Verzögerungsmethode gewisse Anforderungen an die Signaleigenschaften gestellt, welche in Abschnitt 6.1 näher behandelt werden.

Zur AD-Umsetzung genügt in diesem Fall ein preiswerter Wandler mit einer Umsetzungszeit von ca. 30 μ s, wenn die digitalisierten Werte während einer Abtastperiode gewandelt, zwischengespeichert (Speicher 1) und erst in der nächsten Periode weiterverwendet werden.

3.2 Die Zentraleinheit

Die Zentraleinheit, in der die Sprachinterpolation durchgeführt wird, soll eine Systemoptimierung zulassen und daher möglichst flexibel ausgelegt werden. Sie hat folgende Aufgaben:

1. Erfassung des Sendebedarfs der angeschlossenen Quellen nach Maßgabe ihrer Priorität.
2. Simulation zusätzlicher Quellen durch Signalverzögerung.
3. Auswahl der zu übertragenden Quellen nach momentanen Prioritätskriterien und
4. Durchschaltung der ausgewählten Signale auf den Übertragungskanal.

Ein Optimum an Flexibilität würde ein Mikroprozessor bieten. Zur Zeit der Systemplanung (1973) stand als schnellster Prozessor die Type 8008-1 (Intel) zur Verfügung. Sie benötigt jedoch bereits für die digitale Addition zweier 8bit-Worte 20 μ s. Da alleine zur Erfassung des Sendebedarfs innerhalb einer Abtastperiode von 125 μ s 16 Additionen durchzuführen sind, scheidet der Mikroprozessor wegen zu geringer Geschwindigkeit aus. Die genannten 16 Additionen können jedoch für 12bit-Worte von einem hochintegrierten Arithmetic logic Unit (ALU) bereits in weniger als 1 μ s durchgeführt werden, so daß für weitere Aufgaben Zeit bleibt. Eine Überschlagsrechnung zeigt weiterhin, daß zur Bewältigung der drei oben genannten Aufgaben eine maximale Taktfrequenz von ca. 8 MHz ausreicht. Damit kann von der umfangreichen und preiswerten TTL-Serie Gebrauch gemacht werden.

3.2.1 Das Prioritätskonzept

Entsprechend der bereits in Abschnitt 2.3 skizzierten Wirkungsweise eines Sprachmultiplexverfahrens mit momentaner Prioritätszuteilung soll die Übertragungsdringlichkeit einer Quelle als sog. Priorität simultan aus dem Signal abgeleitet werden. Unter der Annahme, daß fehlende Abtastwerte besonders dann zu großen Fehleramplituden führen, wenn die Änderung $|dg_1|/dt$ des Eingangssignals $g_1(t)$ groß ist, erscheint es sinnvoll, als Prioritätskriterium den Differenzbetrag entweder aufeinanderfolgender Abtastwerte oder des jeweiligen aktuellen zum zuletzt gesendeten einzuführen. Dabei soll ein Abtastwert mit hoher Priorität gegenüber einem mit niedriger den Übertragungsvorzug genießen. Die ermittelten Differenzen müssen also ihrer Größe nach als Prioritäten geordnet werden, wobei die Beschränkung auf möglichst wenige Prioritätsklassen wegen des erforderlichen Sortiervorganges günstig ist. Da die Differenzverteilungsdichte von Sprachabtastwerten annähernd neg. exponentiell verläuft (Abbildung 6), würde eine lineare Klasseneinteilung des Differenzsignalbereichs zu einer Überfüllung

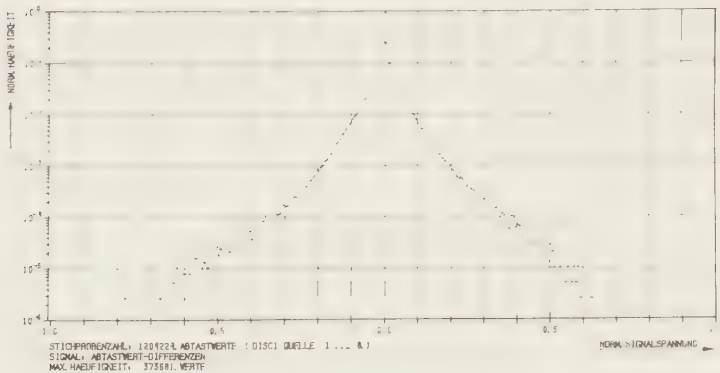


Abb. 6: An einem Sprachsignal gemessene normierte Verteilungsdichte von Abtastwertdifferenzen. Die Intervalllänge beträgt $T = 125 \mu s$.

der unteren Prioritätsklassen führen, während die oberen annähernd unbesetzt blieben. Eine Überfüllung sollte jedoch vermieden werden, da in diesem Falle auch häufig gleichzeitig mehrere Abtastwerte in derselben Klasse auftreten würden. Unter diesen müßte dann eine zufällige Auswahl getroffen werden, die gegenüber einer Prioritätsauswahl wegen mangelnder Bindung an Signaleigenschaften nachteilig ist. Ein Ansteigen der Klassenbreiten mit wachsender Differenz ist daher anzustreben.

Als besonders einfach zu realisierende Möglichkeit bietet sich eine exponentielle Prioritätsklasseneinteilung entsprechend der Stellung der führenden "1" in der digitalen, mit 12 bit dual codierten Signaldifferenz an. Es wird definiert: Eine Differenz $|D|$ fällt in die Prioritätsklasse $v \in [0,12]$, $v \in \mathbb{N}$, falls die führende "1" auf der Platzziffer "v" steht, wie Abbildung 7 zeigt.

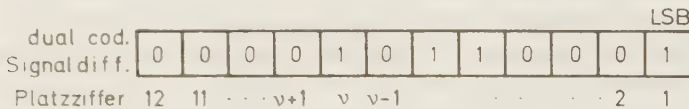


Abb. 7: Anordnung der Platzziffer zur Prioritätsklassenermittlung aus der dual codierten Signaldifferenz

Mathematisch gesehen gilt:

$$v = \begin{cases} 1 + \text{Integer} \left[\lg \frac{|D|}{Q} \right] & \text{für } D \geq Q \\ 0 & \text{für } D = 0 \end{cases}$$

mit Q = Quantisierungsintervall. Die gemessene Klassenbelegung bei der hier gewählten Einteilung durch ein Sprachsignal ist in der Abbildung 8 zu sehen.

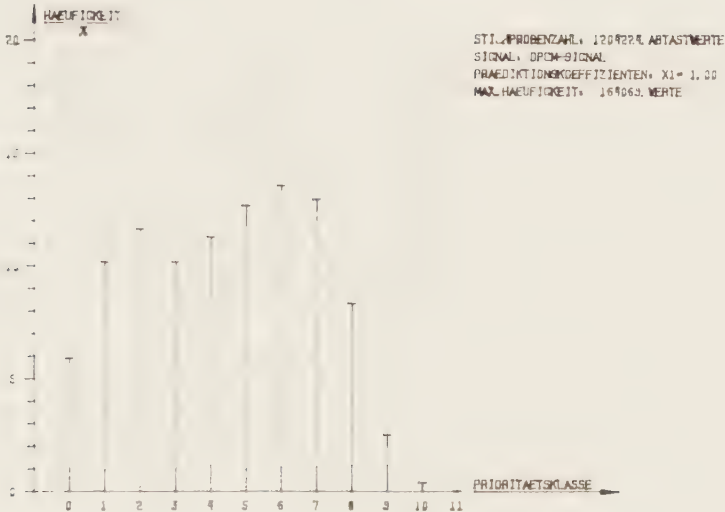


Abb. 8: An einem Sprachsignal gemessene Belegung der Prioritätsklassen im Echtzeit-Aufbau eines MPZ-Systems

Abtastwerte mit der Priorität $v = 0$ werden nicht übertragen. In diesem Fall wird vereinbart, daß im Empfänger der zuletzt empfangene Abtastwert wiederholt wird. Dieses Verfahren wird in der Literatur als "zero order hold" bezeichnet [18]. Es vermeidet eine Übertragung von Signalstellen mit vernachlässigbaren Änderungen.

Gemäß diesem Prioritätskonzept werden stark ausgesteuerte Quellen im Mittel bevorzugt. Um dies zu vermeiden, kann z. B. die zu klassifizierende Differenz D zusätzlich auf die Signalmomentanwerte normiert werden.

Heißen beispielsweise die zur Differenzbildung herangezogenen Abtastwerte A und B , dann wird der Ausdruck

$$D_N = \frac{|A - B|}{|A| + |B|} \in [0, 1]$$

gebildet. Um auch hier die Prioritätsklasse aus der Platzziffer bestimmen zu können, wird außerdem $D_N^i = D_N \cdot 2^{12}$ berechnet, was einer Verschiebung um 12 Stellen nach links entspricht. Eine Division durch Null kann bei diesem Konzept nicht auftreten, jedoch soll vermieden werden, daß bereits kleinste Rauschamplituden zu hohen Prioritäten führen. Das kann entweder durch Einschalten einer Schwelle geschehen, unterhalb derer die Division unterbleibt, oder durch Normierung auf eine längerfristig gemittelte Signalamplitude.

Zur digitalen Berechnung von D_N^i eignet sich besonders eine Zahlendarstellung nach Betrag und Vorzeichen. Die 12 Prioritätsklassen können mit 4 bit zu den sog. Prioritätsworten (PRW) codiert werden.

Alle hier angegebenen Funktionen sollen in einer Baugruppe mit dem Namen Prioritätsklassencodierer realisiert werden.

3.22 Die Signalverzögerung

Ziel der bereits unter 3.1 angesprochenen Verzögerung ist es, von den geplanten 16 Quellen nur 4 als echte Signalquellen (z. B. Bandgeräte) auszuführen und die restlichen 12 durch dreifache sukzessive Verzögerung um jeweils τ_v zu simulieren (Abb. 9).

Wird darauf verzichtet, empfängerseitig alle 16 Signalquellen wiedergeben zu können, was weder akustisch noch meßtechnisch eine Einschränkung bedeutet, brauchen zur Quellensimulation nicht die mit 12 bit codierten Abtastwerte, sondern lediglich die mit 4 bit codierten Prioritätsklassen verzögert zu werden. Damit reduziert sich der erforderliche Speicheraufwand auf ein Drittel.

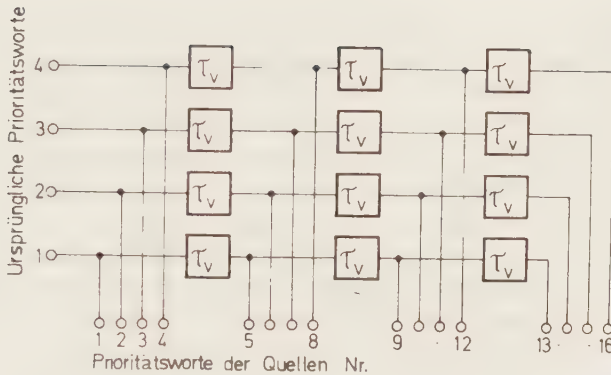


Abb. 9: Prinzip der digitalen Verzögerungsanordnung für die Prioritätswörter von Sprachsignalen. Aus den ursprünglich berechneten Prioritätswörtern 1 - 4 werden durch 3-fache sukzessive Verzögerung um jeweils τ_v die Prioritätswörter 5 - 16 simuliert.

Um im Endeffekt 16 voneinander statistisch möglichst unabhängige Prioritätswörter zu erhalten, darf die Verzögerungsdauer einen signalspezifischen Wert nicht unterschreiten. Aufschluß darüber liefert die normierte Autokorrelationsfunktion

$$\phi_{XX}(\tau) = E\{X(t) X(t+\tau)\} / E\{X(t)^2\}$$

für ein mittelwertfreies Sprachsignal $X(t)$. Sie zeigt die statistische Abhängigkeit aufeinanderfolgender Signalabschnitte (Abb. 10). Für Verzögerungszeiten $\tau_v \geq 80$ ms existieren bei fortlaufend gesprochenem Text keine nennenswerten Korrelationen mehr. Dieser Wert ist andererseits mit einem erträglichen Speicheraufwand von insgesamt 30 kbit (als Schieberegister) zu realisieren.

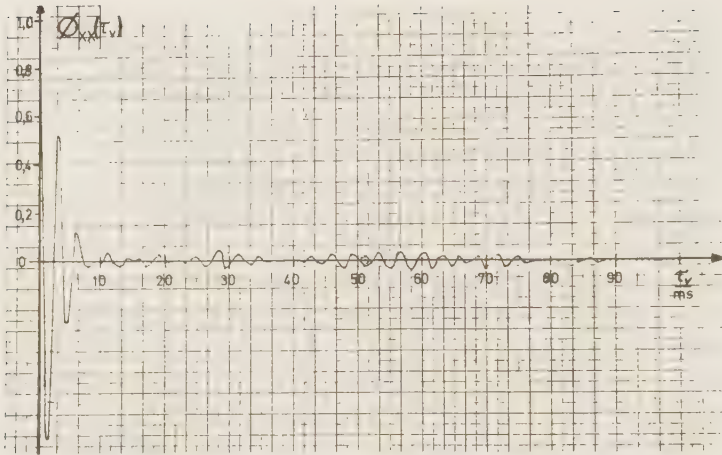


Abb. 10: Gemessene Langzeit-Autokorrelationsfunktion $\phi_{xx}(\tau_v)$ eines auf Telefonbandbreite (300 - 3400 Hz) bandpaßgefilterten Sprachsignals

Bei pausenbehafteten Sprachproben müssen zur Wahrung statistischer Unabhängigkeit zwischen den einzelnen Quellen zusätzliche Forderungen verwirklicht werden, die in Abschnitt 6.1 näher erläutert sind. Um diese im Einzelfall zu umgehen, wird eine digitale Schnittstelle vorgesehen, in welche auf einem Digitalband gespeicherte Prioritätsworte von vollkommen statistisch unabhängigen Sprachproben eingespeist werden können.

3.2.3 Der Prioritätsauswahl-Algorithmus

Entsprechend der Wirkungsweise eines Multiplexverfahrens mit momentaner Prioritätszuteilung sollen zu jedem Abtastzeitpunkt nur so viele Quellen mit der höchsten Priorität ausge-

wählt werden, wie Übertragungskanäle zur Verfügung stehen. Treten mehrere gleichgroße Anforderungen auf, soll eine Zufallsentscheidung herbeigeführt werden. Besonderes Augenmerk gebührt der Forderung nach statistischer Gleichbehandlung aller Quellen durch den Auswahlvorgang. In einem experimentellen Echtzeitsystem sollte darüberhinaus die Zahl (a) der Übertragungskanäle und damit der Kanalreduktionsfaktor ($R = \text{Quellenzahl/Kanalzahl}$) wählbar sein. Deshalb ist hier ein Algorithmus erforderlich, der aus $N = 16$ in einem linearen Register angeordneten Prioritätsworten eine variable Anzahl von a der höchstwertigen auswählt. Dazu wird wie folgt verfahren: Im ersten Sortierzyklus wird aus dem Register durch N aufeinanderfolgende Vergleiche das höchste Prioritätswort ermittelt, die zugehörige Quellenadresse gespeichert und anschließend das Prioritätswort im Register gelöscht. Nach (a-1) weiteren gleichartigen Zyklen ist das gewünschte Ergebnis erreicht: Es besteht aus einer Anzahl von a Adressen derjenigen Quellen, die infolge der höchsten Priorität zur Übertragung gelangen sollen. Die Zahl der Zyklen (a) kann gewählt ($0 \leq a \leq 16$; $a \in \mathbb{N}$) und damit der Kanalreduktionsfaktor R bestimmt werden. In dieser einfachen Form verursacht der skizzierte Algorithmus jedoch systematische Präferenzen. Das sei an einem Beispiel erläutert:

Es werde angenommen, daß in mehreren aufeinanderfolgenden Abtastzeiträumen das in Abbildung 11 dargestellte Register

Prioritätsregister															
MSB	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
	0	0	0	0	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
LSB	0	0	0	0	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
Zelle Nr. 1 2 3 4 5 15 16															

Abb. 11: Anordnung der Prioritätsworte im Prioritätsregister. Dabei entsprechen die Zellen den jeweiligen Quellennummern

in den ersten vier Zellen jeweils die gleichen Prioritätsworte, z. B. $(1000)_2 = 8_{10}$ enthalte und alle anderen Worte jeweils kleiner sind. Wenn der oben angegebene Sortieralgorithmus immer bei Zelle Nr. 0 beginnt und beispielsweise jeweils $a = 2$ Zyklen durchlaufen soll (entsprechend einem Kanalreduktionsfaktor $R = 16/2 = 8$), dann werden ausnahmslos die Quellen 0 und 1 ausgewählt, obwohl die Quellen 2 und 3 die gleiche Priorität aufweisen. Generell werden also beim Auftreten gleicher Prioritäten die im Register weiter unten stehenden Quellen von den oberen "abgeschattet" und damit benachteiligt. Dieses Verhalten kann umgangen werden, wenn das Register während des Sortiervorgangs zyklisch durchlaufen wird und die Zellennummer bei der der Vorgang beginnt, von einem (Pseudo-) Zufallsgenerator bestimmt wird.

Um auch kleinere Multiplexsysteme mit nur 4, 8 oder 12 Quellen realisieren zu können, werden die 3-, 2- oder 1-fach verzögerten Prioritätsworte im Register gelöscht. Der Übertragungsbedarf der zugehörigen Quellen ist damit eliminiert. Um in diesem Falle die statistische Gleichbehandlung der verbleibenden Quellen sicherzustellen, ist es erforderlich, die im Prioritätsregister entstandenen Lücken vom Sortierzyklus auszuschließen. Könnte nämlich der Zyklus auch in einer Lücke beginnen, würde im statistischen Mittel das erste Prioritätswort nach der Lücke besonders häufig den Vergleichsvorgang beginnen, was einer Bevorzugung entspricht, falls weitere gleichgroße Prioritätsworte existieren.

Wird abschließend berücksichtigt, daß für den gesamten maximal 16×16 Vergleichsschritte umfassenden Auswahlvorgang (für $R = 1$) höchstens ca. 100 μs zur Verfügung stehen, damit digitalisierte Sprachsignale in Echtzeit verarbeitet werden können, sind die Randbedingungen für den Prioritätsalgorithmus abgesteckt. Die entsprechende Hardware-Realisierung wird in Abschnitt 4.2 beschrieben.

3.2.4 Der Empfänger

Da jede Quelle Zugang zu jedem im Übertragungsrahmen befindlichen Zeitschlitz hat, muß jede übertragene Nachricht mit einer Quellkennzeichnung versehen werden. Da es bei dem hier beschriebenen System zur akustischen Kontrolle oder zu Meßzwecken ausreicht, nur über jeweils eine Quelle am Empfangsort zu verfügen, wird der Empfänger einkanalig ausgeführt. Jedoch besteht die Möglichkeit, durch Anwahl der Kennzeichnung empfängerseitig eine der vier (unverzögerten) Quellen zu selektieren. Das bereits angesprochene zero order hold-Verhalten läßt sich durch einen vor dem DA-Wandler angeordneten Speicher verifizieren, der durch jeweils neu eintreffende Signale überschrieben wird. Das Ausgangssignal des DA-Umsetzers wird in einem Bandpaß interpoliert, wie er bereits bei der Digitalisierung benutzt wird.

Die in diesem Abschnitt aufgeführten Planungsunterlagen können in einem detaillierten Blockschaltbild zusammengefaßt werden und bieten die Randbedingungen für eine Hardware-Realisierung. Diese beiden Punkte werden im folgenden Kapitel 4 ausgeführt.

4. Realisierung des MPZ-Systems

In diesem Abschnitt wird die Wirkungsweise des Gesamtsystems anhand eines detaillierten Blockschaltbildes zusammenhängend erläutert. Darüber hinaus wird auf die Realisierung der wichtigsten Baugruppen genauer eingegangen. Abschließend werden Meßergebnisse aufgeführt, die einer Funktionskontrolle des Systems dienen.

Das Gesamtblockschaltbild des MPZ-Senders ist in Abb. 12 gezeigt. Die vier analogen Quellsignale werden in den Eingangsfiltern auf 300 - 3400 Hz bandbegrenzt (siehe Abschnitt 3.1), zyklisch abgetastet (AH) und dem im Vierfach-Zeitmultiplex arbeitenden 12 bit-ADU zugeführt. In einer Abtastperiode T_0 von 125 μ s fallen also vier 12 bit-Worte an, die im Random Access Memory (RAM 0) gespeichert werden. Zu Beginn der nachfolgenden Abtastperiode (T_1) wird der Speicherinhalt (A) sehr schnell auf RAM 1 übertragen, während die in T_0 ausgewählten, also zuletzt gesendeten Worte (B) gleichzeitig in RAM 2 gespeichert werden. Die Speicher RAM 1 und RAM 2 enthalten damit im Zeitraum T_1 die Information, die zur Prioritätsklassenermittlung für die im Zeitraum T_0 angefallenen Abtastwerte (AW) erforderlich ist. Dabei sind die Speicherplatz- mit den Quellennummern identisch. Aus RAM 1, 2 werden nun gleichzeitig zunächst die in den Speicherplätzen 0 befindlichen Abtastwerte (RAM 1 : aktueller AW; RAM 2 : zuletztgesendeter AW) ausgelesen und im Block 3 einem LSI-Schaltkreis (ALU) zugeführt, der nacheinander Betragssumme ($|A| + |B|$) und Differenzbetrag ($|A - B|$) berechnet. In der Divisionsschaltung (DIV) wird der Ausdruck

$$D'_N = \frac{|A - B|}{|A| + |B|} \cdot 2^{12}$$

digital errechnet, der als Maß für den Übertragungsbedarf vom Exponential-Codierer (EXC) zum 4 bit-Prioritätswort der Quelle 1

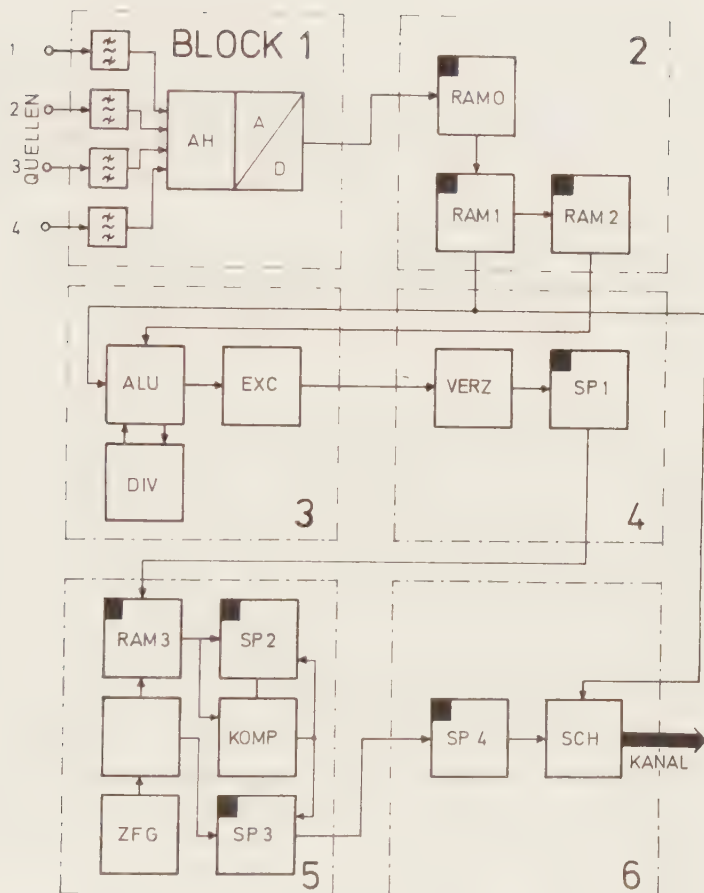


Abb. 12: Blockschalbild des MPZ-Systems. Jeder Block ist auf einer Karte im Doppel-Europa-Format angeordnet. Die Abkürzungen bedeuten:

AH	=	Abtasthaltung
RAM	=	Random Access Memory
ALU	=	Arithmetic Logic Unit
EXC	=	Exponential-Codierer
DIV	=	Divisionsschaltung
VERZ	=	Verzögerungseinheit
SP	=	Speicher
KOMP	=	Komparator
ZFG	=	Pseudo-Zufallsgenerator
SCH	=	Kanalschalter

codiert wird (siehe Abschnitt 3.21). Drei weitere gleichartige Zyklen für die Quellen 2 - 4 schließen sich an und nach ca. 15 μ s liegen die Prioritätsworte aller vier Quellen vor.

Im Block 4 werden durch sukzessive 3-stufige Verzögerung um jeweils 80 ms zu den 4 vorhandenen weitere 12 weitgehend unabhängige Prioritätsworte erzeugt. Zu jedem Abtastzeitpunkt steht damit ein Satz von 16 Prioritätsworten á 4 bit zur Verfügung.

Block 5 enthält ein fest verdrahtetes schnelles Sortierprogramm, das den Auswahlalgorithmus (siehe auch 3.23) vollzieht, indem es jeweils so viele Quellen mit den höchsten Prioritätsworten auswählt, wie Übertragungskanäle zur Verfügung stehen. Treten mehrere gleichgroße Prioritäten auf, wird eine Zufallsentscheidung herbeigeführt. Der Speicher RAM 3 enthält zum Beginn des Sortierzyklus die mit 4 bit codierten Prioritätsworte aller 16 Quellen. Die Speicheradresse entspricht dabei der jeweiligen Quellennummer. Speicher 2 (SP 2) wird zu Beginn des Zyklus gelöscht. Der Zähler Z liefert nacheinander alle 16 Speicheradressen, beginnend mit der von einem Pseudozufalls-Generator (ZFG) gelieferten. Der digitale Komparator (KOMP.) vergleicht die Ausgänge der Speicher RAM 3 und SP 2 und veranlaßt, daß das jeweils größere Wort in SP 2 übertragen wird. Nach 16 Vergleichsvorgängen steht das höchste Prioritätswort in SP 2 und die Adresse der zugehörigen Quelle in SP 3. Nach einer der Übertragungskanalzahl (a) entsprechenden Anzahl gleichartiger Auswahlzyklen stehen die a Nummern der ausgewählten Quellen im Speicher 4 (SP 4) des Kanalschalters (SCH), der die zugehörigen Abtastwerte dem Speicher RAM 1 entnimmt, mit der Quellenkennzeichnung versieht und auf den Übertragungskanal schaltet.

Angefangen mit der Prioritätsklassencodierung bis hin zum Auswahlzyklus müssen alle Vorgänge in weniger als 125 μ s abgelaufen sein, damit die in RAM 1 befindlichen zugehörigen AW nicht durch nachfolgende überschrieben werden.

Aus den hier vorgestellten Baugruppen sollen die zwei wesentlichsten, nämlich Prioritätsklassencodierer und Auswahlstufe herausgegriffen und näher beschrieben werden.

4.1 Der Prioritätsklassencodierer

Im Prioritätsklassencodierer soll der digitale Differenzbetrag zwischen dem aktuellen und dem vorherigen, bzw. zuletzt gesendeten Abtastwert bestimmt, wahlweise durch deren Betragssumme oder langfristig gemittelte Signaleffektivwerte dividiert und anschließend in Prioritätsklassen codiert werden.

Die erforderlichen Additions- und Subtraktionsschritte werden zeitsparend im Parallelmodus durchgeführt. Dafür stehen leistungsfähige 4 bit-Arithmetik-Logic-Units (ALU) zur Verfügung, die sich zu 12 bit kaskadieren lassen. Der durch den ADU bestimmte Eingangsspannungsbereich umfaßt 0 $\div$ 10 V. Zum Betrieb mit Wechselspannungssignalen wird 5,0 V als Nullpunkt interpretiert, so daß sich ein Bereich $\pm$ 5 V ergibt, wie Abb. 13 zeigt.

Wie bereits in Abschnitt 3.21 beschrieben wurde, dient als Maß für die Übertragungspriorität einer Signalquelle der Ausdruck

$$D_N' = \frac{|A - B'|}{|A| + |B|} \cdot 2^{12},$$

wenn A der aktuelle und B wahlweise der vorhergehende oder der zuletzt gesendete Abtastwert ist. Wegen des Nenners $|A| + |B|$ erscheint eine Dualzahlendarstellung nach Betrag und Vorzeichen besonders sinnvoll. Das MSB (Most Significant

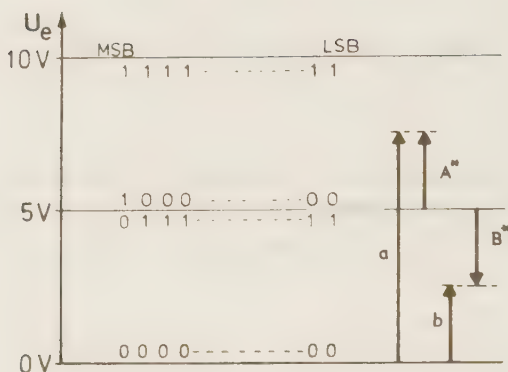


Abb. 13: Spannungsbereich des Analog-Digital-Umsetzers (ADU). A^* , B^* entsprechen den um + 5 V verschobenen aufeinanderfolgenden Digitalabtastwerten A , B . Sie werden vom ADU als a , b dargestellt.

Bit) wird damit zum Vorzeichenbit und es gilt:

$$a \geq 5 \text{ V} \quad |A| = a - 2^{11} Q \quad \text{Sign}(A) = 1$$

$$a < 5 \text{ V} \quad |A| = a - (2^{11} + 1) Q \quad \text{Sign}(A) = 0$$

Bei der Ermittlung des Differenzbetrags $|A - B|$ lassen sich mehrere Fälle unterscheiden: (Die Bedeutung von a , b , A , B geht aus Abb. 13 hervor)

$$|A - B| = \begin{cases} ||A| - |B|| & \text{für } a \geq 5 \text{ V; } b \geq 5 \text{ V} \\ |A| + |B| & \text{für } a \geq 5 \text{ V; } b < 5 \text{ V} \\ |A| + |B| & \text{für } a < 5 \text{ V; } b \geq 5 \text{ V} \\ ||A| - |B|| & \text{für } a < 5 \text{ V; } b < 5 \text{ V} \end{cases}$$

Die Differenzberechnung läßt sich also ebenfalls unter Verwendung der Beträge durchführen. Sie wird darüber hinaus im (X-1)-Komplement vollzogen, weil die Komplementbildung durch

Inversion sehr einfach realisierbar ist. Die Subtraktion wird im Ring der dualen Zahlen nämlich auf eine Addition zurückgeführt:

$$a - b = a + (C - b) - C = a + \bar{b} - C, \text{ mit}$$

$$C = X^N - 1, \text{ wenn } N \text{ Stellen verarbeitet werden und}$$

$$C - b = \bar{b} = \text{Komplement von } b. \text{ Als Basis dient hierbei } X = 2$$

Die Komplementbildung entsteht durch bit-weise Inversion von b . Anschließend muß C wieder subtrahiert werden. Das geschieht durch den sog. Einerrücklauf in die letzte Stelle, bei erfolgtem Überlauf in die $(N + 1)$. Stelle; denn für z.B. $N = 5$ gilt:

$$-C = -(11\ 111)_2 = -(1\ 000\ 000)_2 + (1)_2.$$

Der Einerrücklauf ist gleichzeitig ein Zeichen dafür, daß das Subtraktionsergebnis größer als Null ausfällt. Tritt kein Überlauf in die Stelle $(N + 1)$ auf, ist das Ergebnis negativ und der Einerrücklauf unterbleibt. Da hier, wie schon erwähnt, lediglich der Differenzbetrag ermittelt werden soll, muß im letztgenannten Falle eine Rückkomplementierung durch Inversion vorgenommen werden. Der in TTL-Technik ausgeführte Prioritätsklassencodierer ist in Abb. 14 gezeigt.

Die Betragsbildung für die beiden digitalisierten Werte A , B geschieht vor der ALU (74181) mittels Exklusiv-Oder-Gattern (EX-OR) durch Inversion bei negativem Vorzeichen ($MSB = 0$). Das Signal LEF entspricht der Lesefreigabe für die Speicher RAM 1, RAM 2. Es stellt die digitalen Worte A und B bereit. Alle erforderlichen Additions- bzw. Subtraktionsschritte werden zeitlich geschachtelt in der ALU vorgenommen, einschließlich der Komplementbildung. Lediglich der Einerrücklauf muß während der Subtraktion bei

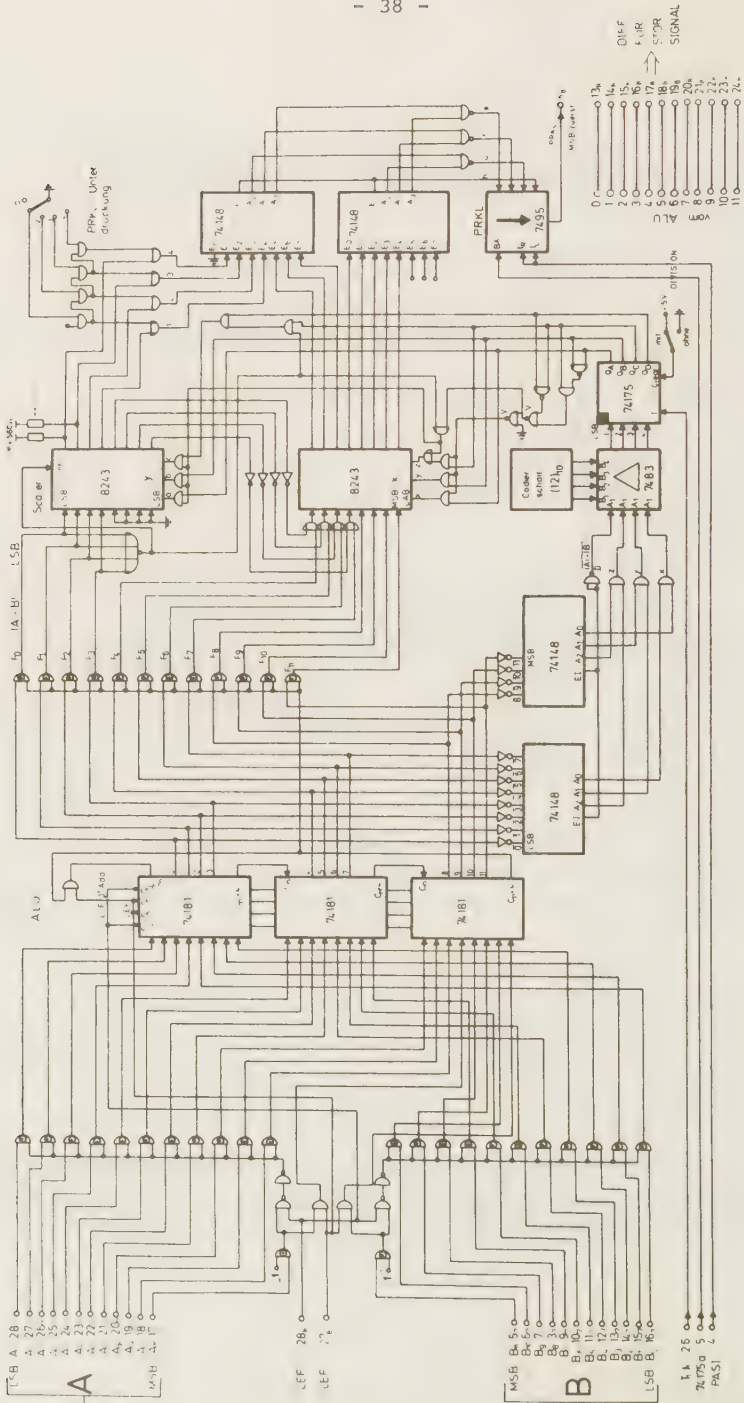


Abb. 14: Schaltbild des Prioritätsklassencodierers

Überlauf in die $(N + 1)$. Stelle $((C_n + 4)_3)$ dem Eingangsübertrag $(C_n)_1$ zugeführt werden. Falls das Subtraktionsergebnis negativ ausfällt, muß, wie oben erwähnt, rückkomplementiert werden, was durch die EX-OR-Gatter am Ausgang der ALU geschieht, falls der Gesamtübertrag $(C_n + 4)_3 = 0$. Allerdings ist hier eine zusätzliche Inversion erforderlich, weil der Scaler-Baustein 8243 invertierte Eingangssignale benötigt.

Im oberen Leitungsbündel ist damit der Differenzbetrag $|A - B|$ als $F_0 \div F_{11}$ und im unteren ($\bar{0} \div \bar{11}$) die Betragssumme $|A| + |B|$ zu festgelegten Zeiten verfügbar. Sie werden nun einer Divisionsschaltung zugeführt, die den Nenner $NE = |A| + |B|$ berücksichtigt und näher erläutert werden soll. Da einerseits eine exakte, schnelle 12 bit-Division aufwendig, andererseits die Einteilung des Ergebnisses in 12 Prioritätsklassen ohnehin sehr grob ist, erscheint eine vergrößerte, aber sehr einfach durchzuführende Division durch stellenweise Verschiebung des dualcodierten Dividenten, d.h. eine Division durch Zweierpotenzen sinnvoll und ausreichend. Dazu wird der Nenner $NE = |A| + |B|$ umgewandelt in

$$NE^* = 2^{\lceil \text{Int.}(\text{ld } NE) \rceil} = 2^n.$$

Die Operation $n = \text{Int}(\text{ld } NE)$ kann von einem handelsüblichen "priority encoder (74148)" parallel durchgeführt werden. Dieser nimmt am Eingang - nach entsprechender Kaskadierung - das Nennerwort (NE) mit 12 bit auf und gibt am Ausgang dessen mit 4 bit codierte Stellung (n) der höchstwertigen "1" ab, die in Schaltbild mit (U,Z,Y,X) gekennzeichnet ist.

Die Erhebung in den Exponenten zur Basis 2 geschieht bei der Division durch Verschieben des Zählers um $n = \lceil \text{Int}(\text{ld } NE) \rceil$ Stellen nach rechts. Wird die zusätzliche in Abschnitt 3.21 begründete Multiplikation mit 2^{12} berücksichtigt, muß der

Zähler um $(12 - n)$ Stellen nach links verschoben werden. Diese Operation kann z.B. von einem auf 12 bit kaskadierten und mit zusätzlicher Logik versehenen "Scaler" (Typ 8243, Signetics) erfüllt werden. Er verschiebt das an seinen Eingängen anliegende duale Zählerwort um so viele Stellen nach links, wie durch die an seinen Steuereingängen $(c\ b\ a)$ und $(z\ y\ x)$ liegende, ebenfalls dual codierte Zahl gefordert wird. Da Zähler und Nenner nacheinander berechnet werden, aber gleichzeitig erforderlich sind, wird der Nenner zwischengespeichert ($Q_D\ Q_C\ Q_B\ Q_A$). Das Ergebnis der durchgeführten Division

$$D_N^* = \frac{|A - B|}{2^{[-12 + \text{Int}(\text{ld}(|A| + |B|))]}}$$

besteht in einem 12 bit-Dualwort, in welchem die Stellung der höchstwertigen "1" der gewünschten Prioritätsklasse entspricht. Diese Stellung kann wiederum durch einen "priority encoder" zum 4 bit-Prioritätswort $(h\ g\ f\ e)$ codiert werden.

Die Wirkungsweise der Prioritätsklassencodierung kann für einige beliebig angenommene Werte der aufeinanderfolgenden Abtastwerte A, B anhand Tab. 3 und der oben durchgeführten Beschreibung nachkontrolliert werden.

Besonders deutlich wird die erwünschte Zunahme der Priorität bei fallender Gesamtamplitude aber konstanter Differenz in der 2. Wertegruppe der Tab. 3.

Andererseits können Abtastwertpaare mit kleiner Amplitude und Differenz sehr hohe Prioritäten erhalten. Das kann zu einem Hervorheben der immer vorhandenen Rauschsignale führen.

Um dies zu vermeiden, kann die Division durch Löschen des Nennerspeichers unterbunden werden, wenn die Signalampli-

A	B	$ A + B $	$ A - B $	n = Stellung der höchsten 1 in $ A + B $		12 - n	Prioritäts- klasse Nr.
0	1	1	1	1		11	12
1	1	2	0	2		10	0
2	1	3	1	2		10	11
3	1	4	2	3		9	11
5	1	6	4	3		9	12
7	1	8	6	4		8	11
1	0	1	1	1		11	12
3	2	5	1	3		9	10
5	4	9	1	4		8	9
7	6	13	1	4		8	9
9	8	17	1	5		7	8
128	64	192	64	7		5	11
0	0	0	0	0		12	0

Tab. 3: Beispiele für die Prioritätsklassenzuteilung bei aufeinanderfolgenden Abtastwerten A, B einer Quelle. Die Zahlen sind hier wegen der besseren Übersicht dezimal dargestellt (weitere Erläuterungen siehe Text).

tude eine einstellbare Schwelle unterschreitet. (Die zugehörige Schaltung ist zwar implementiert, im Schaltbild jedoch Übersichtlichkeitshalber nicht eingetragen.)

Der Nennerspeicher kann auch dauernd gelöscht werden. Dadurch ist eine Modifikation des Prioritätsklassenkriteriums möglich, indem die Division unterbleibt und als Maß für den

Übertragungsbedarf lediglich die Differenz $|A - B|$ dient.

Darüber hinaus ist der Eingang des Nennerspeichers (74175) als digitale Schnittstelle ausgeführt, in die statt der momentanen Signalamplitude $|A| + |B|$ wahlweise andere Nennersignale zur Variation des Prioritätsklassenkriteriums eingespeist werden können. Ein Beispiel dafür bietet der oben zitierte längerfristig gemittelte Signaleffektivwert. Dadurch kann das oben skizzierte Problem der Rauschsignalanhebung ebenfalls gelöst werden.

Die Quantelung der Division bringt einen maximalen Fehler von einer Prioritätsklasse mit sich, was vertretbar erscheint, da er für alle Quellen gleichermaßen gilt. Andererseits bleibt dadurch der Aufwand gering. Die dargestellten Berechnungsvorgänge werden für alle vier Quellen nacheinander durchgeführt und dauern insgesamt ca. 8 μ s.

4.2 Die Auswahlstufe

Zusammen mit dem Prioritätsklassencodierer (siehe Abschnitt 4.1) bildet die Auswahlstufe (Abb. 15) den Kern des MPZ-Systems, weil hier anhand des als Prioritätsworte vorliegenden Sendebedarfs über die Vergabe der Übertragungskanäle entschieden wird. Dazu werden aus den 16 Prioritätsworten der vorhandenen Quellen durch ein Sortierprogramm die a größten herausgesucht, entsprechend einer wählbaren Anzahl von a Übertragungskanälen (siehe Abschnitt 3.23 und 4).

Die Eingangsinformation für die Auswahlstufe besteht aus 16 Prioritätsworten à 4 bit. Sie liegt an einer 64-poligen Parallelschnittstelle an, damit hier unter Umgehung der Verzögerungsschaltung gegebenenfalls fremde Prioritätsworte (z.B. vom Digitalbandgerät) eingespeist werden können. In den Schieberegistern SR 1 bis SR 4 wird die Information auf

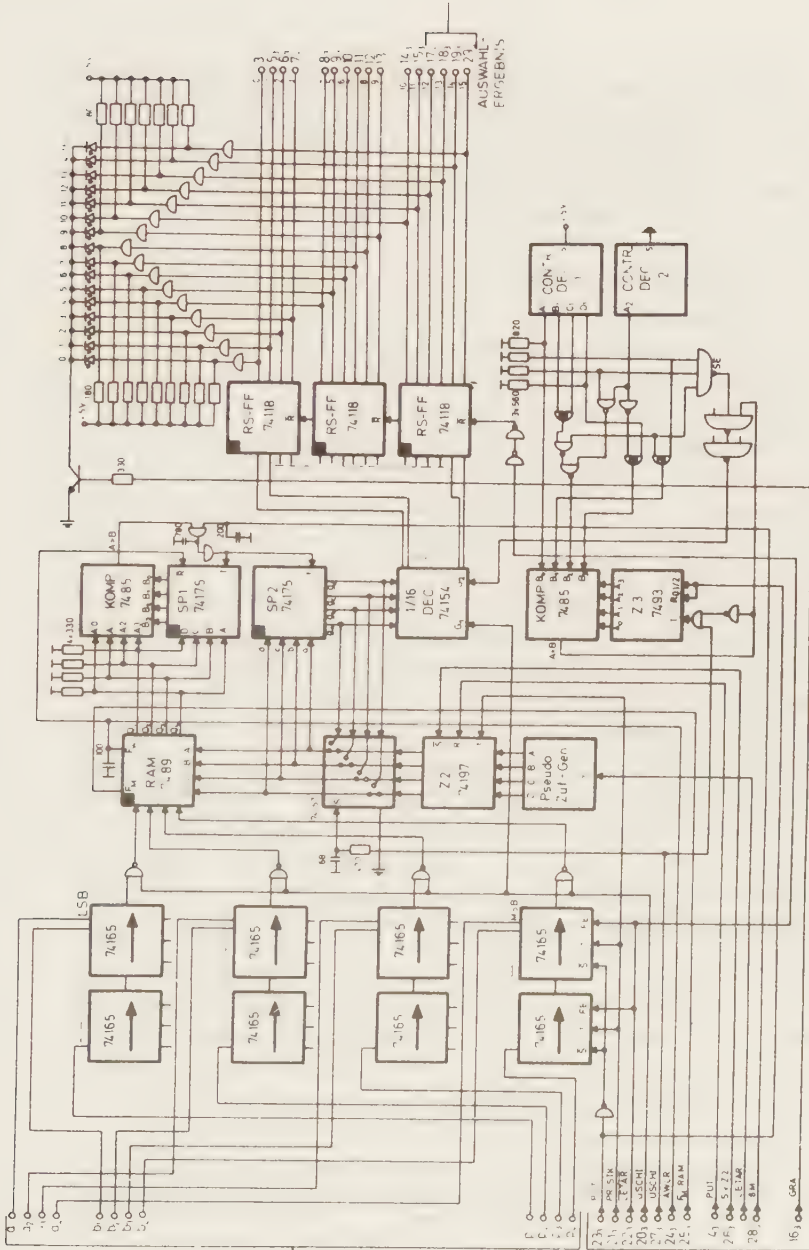


Abb. 15: Schaltbild der Auswahlstufe

bitparallel-byteseriell formatiert und vor Beginn des Auswahlalgorithmus' byteweise in das schnelle 16 x 4 bit Random Access Memory (RAM 3) übertragen. Dabei entsprechen die Speicheradressen den Quellennummern. Weiterhin werden die Speicher SP 1 und SP 2 gelöscht.

Im ersten Vergleichsschritt liefert der Pseudozufallsgenerator eine Einsprungsadresse im Bereich [0,15], die der Zähler Z 2 parallel übernimmt und über einen digitalen Vierfachumschalter auf RAM 3 gibt. Das zugehörige Prioritätswort des damit aufgerufenen Speicherplatzes erscheint an den Ausgängen $Q_1 \dots 4$ und wird im Komparator (7485) mit dem Inhalt von SP 1 (0000) verglichen. Ist es größer als der Inhalt von SP 1, wird es in denselben übernommen. Gleichzeitig wird die zugehörige Adresse, die noch an RAM 3 anliegen muß, in den Adressenspeicher SP 2 geschrieben. Durch zyklisches Inkrementieren des Zählers Z 2 modulo 16, werden die anderen 15 in RAM 3 stehenden Speicherzellen aufgerufen und entsprechende Vergleichsschritte durchgeführt. Danach steht das höchste Prioritätswort aus RAM 3 in SP 1 und die zugehörige Quellennummer in SP 2. Diese wird in einem 1 aus 16-Demultiplexer (74154) dekodiert und im Kanalvergabespeicher SP 3 festgehalten. Die Quelle gleicher Nummer ist damit für eine Übertragung vorgesehen. Das zugehörige Prioritätswort in RAM 3 muß nun gelöscht werden, indem dessen Adresse durch den digitalen Umschalter an RAM 3 gelegt und in die damit angewählten Speicherzellen eine digitale Null geschrieben wird.

Mit der Übernahme eines neuen Pseudozufallswortes in Z 2 beginnt anschließend ein zweiter gleichartiger Auswahlzyklus, der mit dem zweitgrößten Prioritätswort eine zweite Quelle für eine Übertragung selektiert.

Durch einen weiteren Zähler Z 3 wird nach Durchlaufen der zwischen 0 und 16 wählbaren Zyklenzahl, die der Kanalzahl a

entspricht, der Auswahlalgorithmus beendet. Als Ergebnis liegt im Kanalvergabespeicher ein 16 bit umfassendes Auswahlwort vor, in welchem die gewählten Quellen durch "1" markiert sind. Einerseits veranlaßt anhand dessen der Kanalschalter die Übertragung der priorisierten Abtastwerte und andererseits dient es der Anzeige der priorisierten Quellen auf einem Leuchtdiodentableau, welches als Funktionskontrolle dient.

Der Pseudozufallsgenerator verhindert systematische Auswahlfehler beim Auftreten mehrerer gleichgroßer Prioritätsworte, wie bereits in Abschnitt 3.23 beschrieben wurde. Er besteht aus einem durch EX-OR-Gatter rückgekoppelten Schieberegister mit einer Sequenzlänge von 255 Takten.

Die Aufeinanderfolge der einzelnen Schritte während des Auswahlalgorithmus' wird in Abb. 16 nochmals an einem Flußdiagramm verdeutlicht. (Als Beschreibung diene der oben angeführte Text.) Daraus lassen sich insbesondere die zeitlichen Randbedingungen erkennen, die durch Gatterlaufzeiten verursacht werden und die Arbeitsgeschwindigkeit begrenzen. Die eingezeichneten Zeiten t_1 , t_2 , t_3 spielen eine besondere Rolle, weil sie pro Abtastperiode 16 a-mal durchlaufen werden. Alle anderen Zeiten treten demgegenüber in den Hintergrund. Die Einzelzeiten bedeuten:

- t_1 = Zeit zwischen Anlegen der Adresse und Verfügbarkeit des Speicherinhalts bei RAM 3 = 33 - 50 ns
- t_2 = Komparationsdauer = 20 - 30 ns
- t_3 = Übernahmezeit für Informationen in SP 1 und SP 2 = 20 - 30 ns

Für jeden Vergleichsvorgang müssen sich diese Zeiten addieren, da die Adresse an RAM 3 während der Komparationsdauer und Übernahmezeit in SP 2 erhalten bleiben muß. Im ungünstigsten

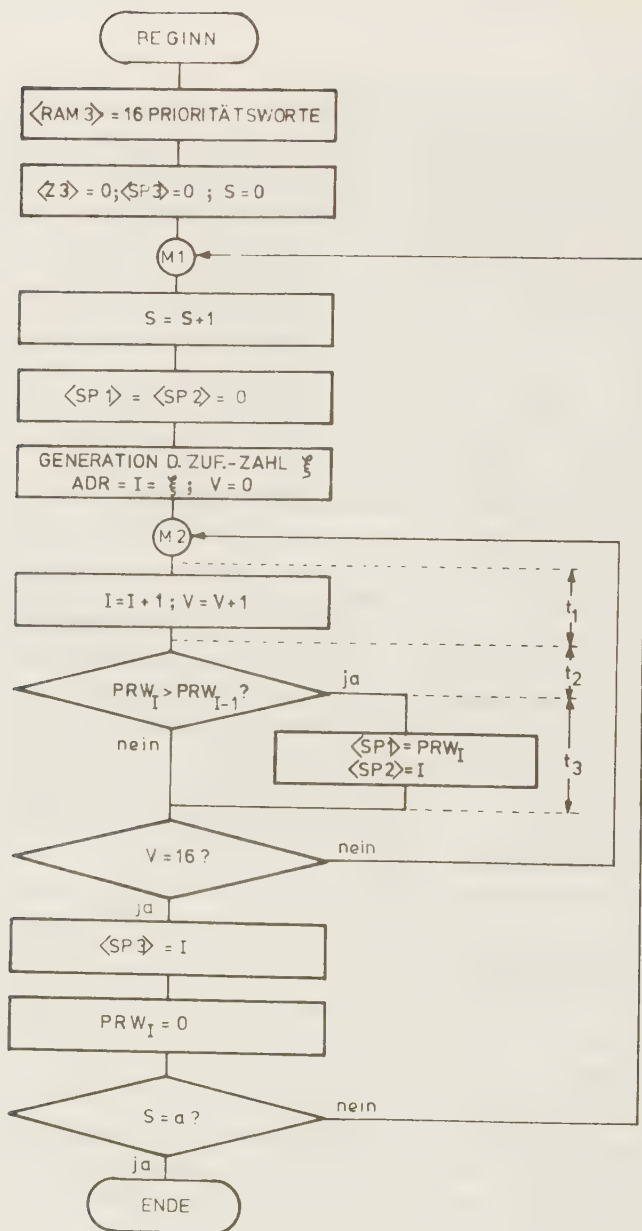


Abb. 16: Flußdiagramm für den Auswahlalgorithmus (Erläuterungen siehe Text).

Falle dauert ein Vergleichsvorgang also

$$T_v = (50 + 30 + 30) \text{ ns} = 110 \text{ ns} \Rightarrow \frac{1}{T_v} = f_{\max} \approx 9 \text{ MHz}$$

Versuche haben gezeigt, daß die Schaltung mit einer Vergleichstaktfrequenz von $f_v = 8,192 \text{ MHz} = 2^{10} \cdot f_{\text{abt}}$ noch arbeitet, jedoch empfindlich auf Schwankungen von Versorgungsspannungen und Temperatur reagiert. Deshalb wurde auf $f_v = 4,096 \text{ MHz}$ reduziert, womit die Maximaldauer des Auswahlvorganges (für $R = 1$) $t_{\text{Ausw.}} = 78 \text{ } \mu\text{s}$ beträgt. Sie verkleinert sich bei einem Kanalreduktionsfaktor $R = 2$ auf $43 \text{ } \mu\text{s}$.

Mit der Prioritätsklassencodierung zusammen ($8 \text{ } \mu\text{s}$) werden also insgesamt max. $86 \text{ } \mu\text{s}$ für alle zur Auswahl erforderlichen Rechenvorgänge benötigt. Eine Echtzeitverarbeitung von Sprachsignalen, die mit 8 kHz abgetastet werden ($\frac{1}{f_{\text{abt}}} = 125 \text{ } \mu\text{s}$), ist also gewährleistet.

4.3 Messungen zur Funktionskontrolle des MPZ-Systems

Nach Prüfen und Zusammenschalten aller Baugruppen werden am fertigen Gerät Messungen mit Signalen bekannter statistischer Eigenschaften (z.B. Weißem Rauschen) durchgeführt. Da ihr Ergebnis vorher feststeht, eignen sie sich zur Funktionskontrolle des MPZ-Systems. Als Beispiele dienen hier zunächst Messungen am reinen PCM-System, wie sie sich mit einem PCM-Meßplatz durchführen lassen:

- 1) Quantisierungsverzerrungen als Funktion des Signalpegels
- 2) Kanalruhegeräusch und Nebensprechen

Darüber hinaus soll die Arbeitsweise des Interpolationsalgorithmus anhand zweier Messungen kontrolliert werden:

- 3) Prioritätsklassenstatistik für ein Rauschsignal
- 4) Die Zuteilungssymmetrie mit und ohne pseudozufälliger Auswahl.

Diese beiden Messungen ermöglichen eine differenzierte Kontrolle der verschiedenen Baugruppen im MPZ-System: Punkt 3) erfaßt die Funktionen der Digitalisierung und alle zur Prioritätsberechnung erforderlichen Rechenoperationen, während Punkt 4) zusätzlich den Auswahlalgorithmus und die Verzögerungseinheit umfaßt.

4.3.1 Die Quantisierungsverzerrung

Der Übergang von analogen auf digitale Signale bringt wegen der Beschränkung auf eine endliche Anzahl definierter Signalepegel generell Fehler mit sich, die sich als Quantisierungsverzerrung in einer Störsignalleistung bemerkbar machen. Bei linearer Quantisierung ist diese näherungsweise unabhängig vom Signalpegel, so daß der Störabstand (SNR) linear mit der Aussteuerung ansteigt. Für die Digitalisierung eines Sinussignals ergibt sich theoretisch unter idealisierenden Voraussetzungen ein maximal möglicher Störabstand von

$$\text{SNR}_{\text{max}} = 1,8 \text{ dB} + 6 \cdot n \quad [28],$$

wobei n der Anzahl der zur Codierung verwendeten Bits pro Codewort entspricht. Die idealisierten Voraussetzungen bestehen in:

- 1) Gleichverteilung des Signals in den Quantisierungsintervallen
- 2) Vollkommen äquidistante Entscheidungsschwellen
- 3) Zeitliche Konstanz der Entscheidungsschwellen.

Diese Forderungen sind bei realen Wandlern in der Regel nicht erfüllt.

In handelsüblichen PCM-Meßplätzen wird als Testsignal zur Messung des Quantisierungsgeräuschabstandes häufig ein quasi-statistisches Rauschsignal verwendet. Beim hier verwendeten Gerät (Meßplatz PCM 1 der Firma Wandel u. Goltermann) beträgt dessen Spitzenfaktor 9,25 dB. Damit errechnet sich der maximale Störabstand unter den oben genannten Voraussetzungen zu

$$\text{SNR}_{\text{max}} = 6 n - 4,5 \text{ dB an der Stelle } S = -9,25 \text{ dB.}$$

Die zugehörige ideale Gerade ist in Abb. 17 zusammen mit den am Echtzeit-System ermittelten Meßwerten des Störabstandes über dem Signalpegel eingetragen. Dabei wurde bereits der Einfluß des nichtidealen Empfängerfilters im Meßplatz berücksichtigt, der sich bei Störabstandswerten > 40 dB bemerkbar macht [28]. Er zeigt sich darin, daß bei direkter Verbindung zwischen Meßsender und -empfänger, also ohne Zwischenschaltung eines Meßobjekts, bereits ein Störpegel von $- 56$ dB registriert wird.

Die verbleibende Abweichung zwischen Rechnung und Messung ist einerseits auf die Verletzung der idealisierten Voraussetzungen (siehe oben) zurückzuführen, insbesondere wird bei praktischen Analog-Digitalumsetzern durch das Entscheidungsrauschen der Quantisierungsstufen ein merkliches Ansteigen des Störgeräusches verursacht [62]. Andererseits ist ein geringer zusätzlicher Störanteil durch die vor dem ADU angeordneten Abtasthalteschaltung zu erwarten. Der steile Abfall des Störabstands bei Signalpegeln $> - 10$ dB beruht auf einer Übersteuerung des ADU.

Als Grenze des Hörbarkeitsbereichs ist die vom CCITT empfohlene Toleranzgrenze für den Quantisierungsgeräuschabstand bei komprimierter PCM eingetragen. Im Pegelbereich zwischen $- 40$ dB und $- 55$ dB entspricht sie einer linearen Quantisierung. Sie wird bei allen Pegeln von den Meßwerten übertroffen.

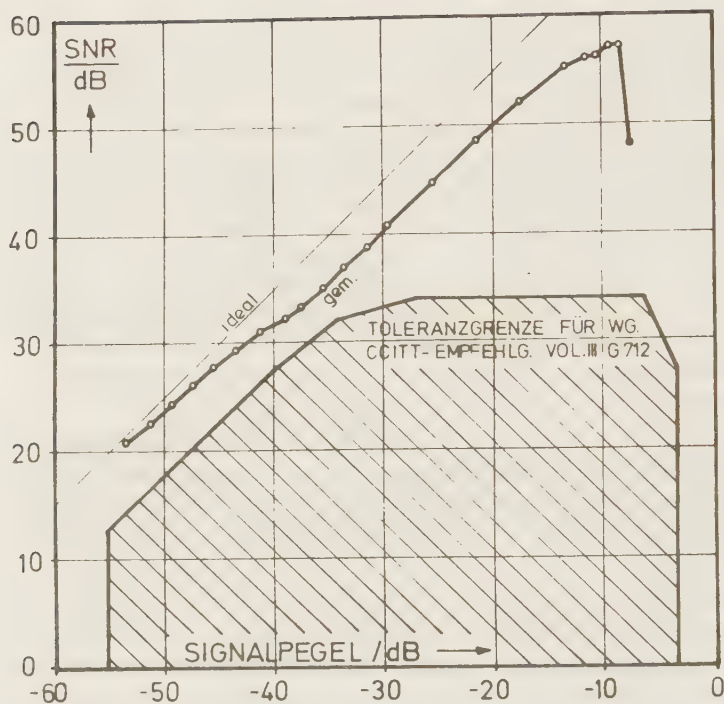


Abb. 17: Meßergebnis für den Quantisierungsgeräuschabstand (SNR/dB) als Funktion des Signalpegels bei einer linearen Quantisierung mit 12 bit. Zusätzlich sind der ideale Verlauf und die Toleranzgrenze nach einer CCITT-Empfehlung eingetragen.

4.3.2 Kanalruhegeräusch und Nebensprechen

Das Kanalruhegeräusch wird im unbelasteten, eingangsseitig abgeschlossenen System nach einer psophometrischen Bewertung gemessen. Es ergaben sich die in Tabelle 4 dargestell-

ten Werte, die wegen des aus nur einem Gerät bestehenden Systems sehr günstig liegen:

Kanal Nr.	1	2	3	4
Ruhegeräusch- Pegel in dBmO	-71	-72	-71	-80

Tab. 4: Meßwerte des psophometrisch bewerteten Ruhegeräusches in den vier zugänglichen Kanälen des MPZ-Systems

Um unerwünschtes Mithören zu vermeiden, schreibt die Post eine Nebensprechdämpfung von 58 dB vor [30].

Zu deren Ermittlung sendet der Generator ein Sinussignal mit $f = 840$ Hz über einen Kanal. Der davon in die anderen Kanäle durchschlagende Anteil wird selektiv gemessen. Gleichzeitig wird ein Hilfssignal mit kleiner Amplitude (z.B. Sinus mit $f = 2000$ Hz und -40 dBmO) auf den zu messenden Kanal gegeben, um zu verhindern, daß bereits die geringste Nebensprechspannung den Codierer zwischen zwei Quantisierungsintervallen pendeln läßt, falls die Entscheidungsschwelle gerade ungünstig liegt. Es ergaben sich folgende Werte (Tab. 5) in dBmO:

		Nebensprechdämpfung von Kanal Nr.			
		1	2	3	4
nach Kanal Nr.	1	-	68,5	71	71
	2	72	-	75	75
	3	73	70	-	64
	4	74	75	73	-

Tab. 5: Gemessene Werte für die Nebensprechdämpfung in dBmO in den vier zugänglichen Kanälen des MPZ-Systems

Die hier gemessenen Störpegel sind klein genug, um insbesondere bei Verwendung einer logarithmischen Kompondierung gegenüber dem Quantisierungsgeräusch vernachlässigt werden zu können.

Insgesamt konnte mit den in Abschnitt 4.3 bisher durchgeführten Messungen sichergestellt werden, daß eventuell hörbare Übertragungsfehler voraussetzungsgemäß nicht vom zugrundeliegenden PCM-Übertragungssystem herrühren, sondern dem MPZ-Verfahren anzulasten sind.

4.3.3 Prioritätsklassenstatistik für ein Rauschsignal

Als Maß für die Übertragungsdringlichkeit im vorliegenden Sprachinterpolationssystem dient die Differenz z.B. aufeinanderfolgender Abtastwerte. Sie wird in 12 Prioritätsklassen unterteilt, die so gewählt wurden, daß sie für Sprachsignale etwa gleich stark belegt werden. Bei Speisung des Systems mit einem Signal bekannter Differenzverteilungsdichte läßt sich die Klassenbelegung mathematisch erfassen. Dadurch sollte eine Kontrolle aller bei der Prioritätsfindung beteiligten Baugruppen (Digitalisierung, Prioritätsklassencodierung) durch Vergleich mit Messungen möglich sein.

Wird ein Meßsignal konstanter spektraler Leistungsdichte ("Weißes Geräusch", W.G.) im Sprachfrequenzband gewählt, so ist deren Amplitudenverteilungsdichte $p_A(x)$ und bei Vernachlässigung der geringen durch die Filterung erzeugten linearen statistischen Bindungen, auch deren Differenzverteilungsdichte $p_D(x)$ bekannt:

$$p_A(x) = \frac{1}{\sigma_A \sqrt{2\pi}} \exp \left\{ -\frac{x^2}{2\sigma_A^2} \right\};$$

σ_A^2 = Varianz der Amplitudenverteilungsdichte.

$$\text{und } p_D(x) = \frac{1}{\sigma_D \sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{x^2}{2\sigma_D^2} \right];$$

$$\sigma_D^2 = \text{Varianz der Differenzverteilungsdichte}$$

$$\text{mit } \sigma_D^2 = 2 \sigma_A^2$$

Durch Integration der Differenzverteilungsdichte über die v -te Prioritätsklassenbreite β_v folgt der Erwartungswert für die Belegung k_v der Klasse v .

$$\begin{aligned} k_v(x_v, \beta) &= \frac{2}{\sigma_D \sqrt{2\pi}} \int_{x_v}^{x_v + \beta_v} \exp \left[-\frac{t^2}{2\sigma_D^2} \right] dt = \\ &= \operatorname{erf} \left(\frac{x_v + \beta_v}{\sqrt{2} \sigma_D} \right) - \operatorname{erf} \left(\frac{x_v}{\sqrt{2} \sigma_D} \right); \quad x_v \geq 0 \end{aligned}$$

Dabei umfaßt die Prioritätsklasse v den Spannungsbereich:

$$E_v = [2^v - 1 - 2^{(v-1)}] Q; \quad Q = \text{Quantisierungsintervallbreite}$$

Die Messung erfolgt durch ein Gerät, das beim Registrieren von Differenzen in einer einstellbaren Prioritätsklasse (PRKL) Impulse abgibt, die aufsummiert das Ergebnis darstellen.

In der Tabelle 6 sind Meß- und Rechenergebnisse für die Prioritätsklassenbelegung eines Rauschsignals mit der Varianz $\sigma_D^2 = (1,44 \text{ V})^2$ gegenübergestellt.

Nennenswerte Abweichungen ergeben sich lediglich in den unteren 3 Prioritätsklassen, also in einem Spannungsbereich $\leq 17 \text{ mV}$, in welchem sich bereits kleine differentielle Nichtlinearitäten des ADU bemerkbar machen können.

PRKL Nr.v		1	2	3	4	5	6	7	8	9
Belegung	ges.	1,1	1,1	3,3	7,8	15,2	26,8	30,3	9,1	0
in %	gem.	0,8	1,9	4,2	8,1	15,9	27,8	30,5	9,2	0

Tab. 6: Meß- und Rechnerergebnisse für die Prioritätsklassenbelegung eines Rauschsignals mit der Varianz $\sigma_D^2 = (1,44 \text{ V})^2$. Die Meßdauer beträgt $t_M = 20 \text{ s}$.

4.3.4 Die Zuteilungssymmetrie

Der im vorliegenden Sprachinterpolationssystem verwendete Auswahlalgorithmus sortiert die zu jedem Abtastzeitpunkt vorliegenden Prioritätsworte aller 16 Quellen ihrer Größe nach und sorgt dafür, daß die a Quellen mit der höchsten Priorität zur Übertragung auf die a zur Verfügung stehenden Kanäle geschaltet werden. Hierbei müssen systematische Bevorzugungen einzelner Quellen vermieden werden. Der in den Abschnitten 3.2.3 und 4.2 genau beschriebene Auswahlvorgang kann daraufhin überprüft werden, wenn bei gleichen Eingangssignalen die mittlere Anzahl der übertragenen Abtastwerte in verschiedenen Quellen gemessen wird.

Dazu soll nochmals die Bilanz der Abtastwerte, wie sie sich in einem MPZ-System ergibt, betrachtet werden (siehe Abbildung 2). Im Überlastungsfalle des Systems durch zu viele momentan aktive Quellen gehen trotz vorliegenden Bedarfs Abtastwerte verloren. Sie werden als UAW* (unterdrückte relevante Abtastwerte) bezeichnet. Der Rest stellt die Zahl der im Empfänger übernommenen, also zugeteilten Abtastwerte (ZAW) dar. Diese stehen bei den hier durchgeführten Messungen im Vordergrund.

Es wurden zwei gleichartige Rauschsignale jeweils als 2 Quellen verwendet und die Zahl der Zuteilungen im Empfänger gemessen. Durch Einschalten der Verzögerungseinheit und variable Anzahl von Übertragungskanälen lassen sich damit unterschiedliche Systembelastungen simulieren. Die entsprechenden Meßergebnisse sind in Tab. 7 zusammengefaßt.

		N	2	2	4	4	4	8	8	8	8	8
		a	2	1	1	2	3	1	2	3	4	6
Z A W / %	1	99,3	49,9	25,2	50,0	75,1	12,5	25,0	37,5	50,2	75,0	
in den Quellen Nr. 3		99,3	49,8	25,1	50,2	75,1	12,5	25,0	37,5	50,1	75,1	

Tab. 7: Meßergebnisse der Anzahl zugeteilter Abtastwerte (ZAW) für die Quellen 1 und 3 bei Variation der Gesamtquellenzahl N und der Übertragungskanalzahl a. Als Signal dient Weißes Rauschen. Die Meßdauer beträgt $t_M = 20$ s.

Die Zuteilungssymmetrie kann als gut bezeichnet werden. Entsprechende Ergebnisse stellen sich auch bei Beaufschlagung der beiden anderen Leitungen (2,4) ein. Neben dem reinen Auswahlvorgang wurde in dieser Messung auch die Bereitstellung simulierter Quellenanforderungen durch die Verzögerungseinheit erfaßt.

Im Zusammenhang mit den anderen in diesem Abschnitt durchgeführten Messungen kann auf ein ordnungsgemäßes Arbeiten des MPZ-Echtzeitaufbaus geschlossen werden.

5. Analytisches Modell des MPZ-Systems

Die Codiereigenschaften von Sprachmultiplexverfahren werden maßgeblich von Anzahl und Größe der im Überlastfalle nicht übertragenen Abtastwerte bestimmt. Sowohl ihre Anzahl als auch die Größe sind abhängig

1. von der im System momentan vorliegenden Konkurrenz-situation unter den Signalquellen und
2. von den statistischen Eigenschaften des Sprachsignals, das als Realisierung eines stationären stochastischen Prozesses aufgefaßt werden kann.

Die mathematische Behandlung dieser Codiereigenschaften stellt sich damit als statistisches Problem.

Generell kann bei der Hardware-Realisierung derart komplexer Systeme eine analytische Beschreibungsmöglichkeit folgende Vorteile bieten:

1. Eine mathematische Kontrollmöglichkeit der meßtechnisch gewonnenen Ergebnisse.
2. Die Möglichkeit, Auswirkungen von System- und Parametermodifikationen, die hardwaremäßig sehr aufwendig sein können, rechnerisch zu erfassen.
3. Die Gewinnung weiterer Erkenntnisse über Wirkungsweise und Verbesserungsmöglichkeiten an Multiplexsystemen.
4. Nicht zuletzt stellt sie einen wesentlichen Schritt im Hinblick auf die Gewinnung quantitativer Entwurfsunterlagen für Multiplexsysteme dar.

Die bei Datenreduktion an digitalen Sprachsignalen mittels Interpolationsverfahren auftretenden Probleme sollen anhand von Abbildung 18 zusammenfassend dargestellt werden. Gleich-

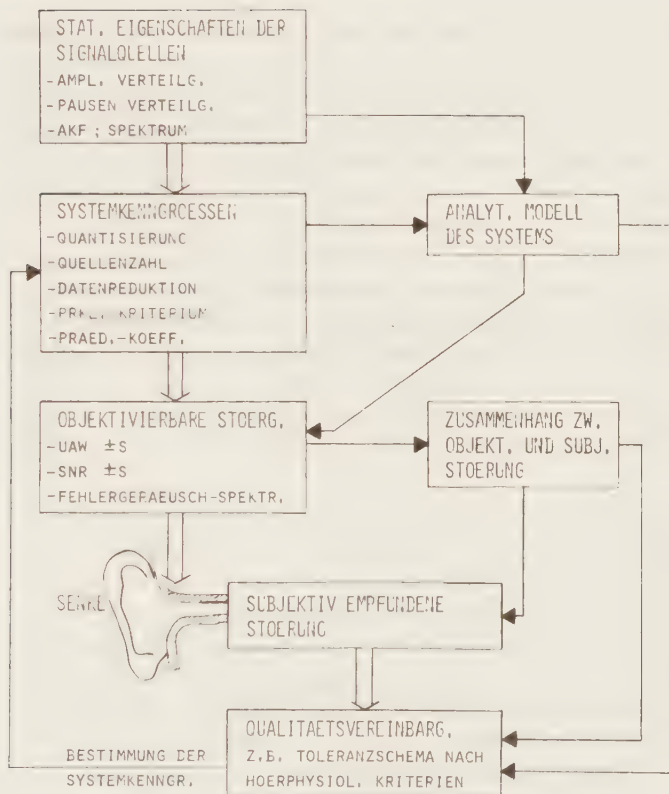


Abb. 18: Darstellung wesentlicher Zusammenhänge bei der Datenreduktion an Sprachsignalen mittels Interpolationsverfahren

zeitig läßt sich damit die geplante Stellung des analytischen Modells innerhalb des Gesamtkomplexes verdeutlichen.

Ausgehend von den statistischen Eigenschaften der Signalquellen wirken sich die Systemkenngrößen als Ursache objektivierbarer, d. h. meßbarer Störungen aus. Dabei sind jedoch objek-

tive und die subjektiv von der Nachrichtensenke empfundenen Störungen nicht notwendigerweise gleich. Ihr Zusammenhang, der sich z. B. in einer Qualitätsvereinbarung (Annehmbarkeitskriterium) unter Berücksichtigung hörphysiologischer Kriterien angeben ließe, ist bisher nicht abschließend geklärt [59].

Das analytische Modell soll unter Verwendung von Signal- und Systemeigenschaften zunächst die Berechnung meßbarer Störungen gestatten. Zu einer rein mathematischen Bestimmung der erforderlichen Systemkenngrößen (Systementwurf) bei Einhaltung eines Annehmbarkeitskriteriums fehlt darüberhinaus noch ein mathematisch formulierbarer Zusammenhang zwischen meßbarer und subjektiver Störung.

In diesem Kapitel wird das analytische Modell des Sprachinterpolationsverfahrens mit momentaner Prioritätszuteilung entwickelt. Ausgehend von einer zweidimensionalen Verteilungsdichte aufeinanderfolgender Sprachsignalamplituden wird zunächst die Verteilung von Sprachsignaldifferenzen ermittelt. Sie ist ein Maß für die Sendepriorität. Die zusätzliche Berücksichtigung der Auswahligenschaften von MPZ-Systemen liefert anschließend die Verteilungsdichte nichtübertragener Abtastwertdifferenzen. Diese erzeugen im Empfänger durch Akkumulation die hörbaren Codierfehler, welche mathematisch als Fehlerverteilungsdichte angegeben werden. Aus dem zweiten Moment dieser Funktion läßt sich die Fehlersignalleistung und damit auch das maximal erreichbare SNR in MPZ-Systemen bestimmen.

Die Hinzunahme statistischer Signaleigenschaften erweitert die mathematische Beschreibungsmöglichkeit für Sprachmultiplexverfahren von der bisher allgemein üblichen reinen Codierfehlerquantität auf deren Qualität.

Bereits früher wurde ein einfaches analytisches Modell für MPZ-Systeme veröffentlicht, welches jedoch lediglich die Anzahl der unterdrückten relevanten Abtastwerte (UAW*) zu berechnen gestattet [64, 68]. Sei ein Multiplexsystem mit N Teilnehmerleitungen, a Übertragungskanälen und dem Kanalreduktionsfaktor $R = N/a$ gegeben, dann stellt sich die Frage nach der Wahrscheinlichkeit $p(N,R)$ mit der zu einem beliebigen Abtastzeitpunkt unter einem Ensemble von N Abtastwerten mehr als a Sendebedarf aufweisen. Wenn die durchschnittliche prozentuale Belegung in jeder Teilnehmerleitung k beträgt, ergibt sich gemäß einer Binomialverteilung:

$$p(N,R) = \sum_{n=a+1}^N \left(1 - \frac{N}{nR}\right) \binom{N-1}{n-1} k^{n-1} (1-k)^{N-n} = \text{UAW}^*;$$

$$R \geq 1; a = \frac{N}{R}; a, N, R \in \mathbb{N}$$

Die getroffenen Annahmen erlauben mit $p(N,R) = \text{UAW}^*$ die Berechnung der Zahl durchschnittlich unterdrückter relevanter Abtastwerte, jedoch ohne Auskunft über ihre Größe und die dadurch verursachte Störung. In Abbildung 19 sind die Ergebnisse grafisch dargestellt. Für Werte $R > 1/k$ fällt die Anzahl unterdrückter Abtastwerte mit steigender Teilnehmerzahl als Zeichen permanenter Systemüberlastung kaum noch ab. Die ansonsten monoton fallende Charakteristik der Kurven ist ein Zeichen dafür, daß bei steigendem N und konstantem R jeder einzelne Teilnehmer mit größerer Wahrscheinlichkeit eine Bedarfslücke unter den anderen findet, da die Streuungen um den mittleren Ensemble-Übertragungsbedarf geringer werden.

5.1 Berechnung der Verteilungsdichte von Sprachsignaldifferenzen

Soll über die Aussagen des UAW*-Modells hinaus auch die Berechnung der Codierfehlergröße und damit der Rauschabstand

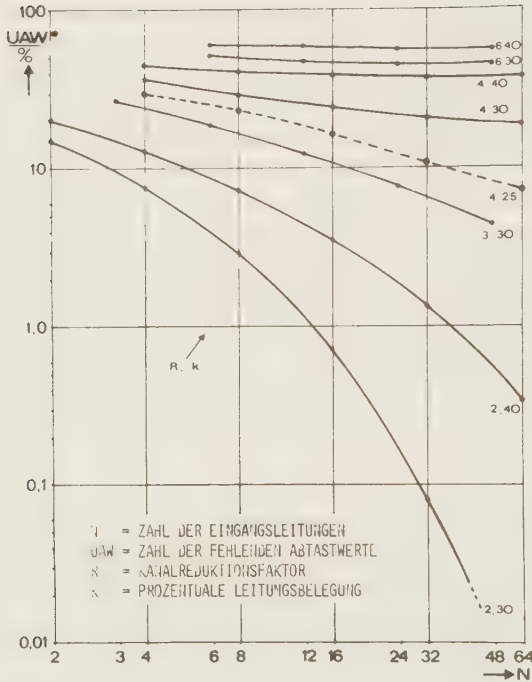


Abb. 19: Rechenergebnisse für die mittlere Anzahl unterdrückter relevanter Abtastwerte (UAW^*) pro Quelle als Funktion der Quellenzahl N . Parameter sind der Kanalreduktionsfaktor R = Quellenzahl/Übertragungskanalzahl sowie die mittlere Aktivität k jeder Quelle.

berechnet werden, ist ein erweitertes analytisches Modell erforderlich, das auch statistische Eigenschaften der Sprachsignale, z. B. die Amplitudenverteilungsdichte berücksichtigen muß.

Häufig wird die eindimensionale Verteilungsdichte der Amplituden bandbegrenzter (300 Hz - 3400 Hz) Sprachsignale durch eine Laplace-Verteilung angenähert [67]. Experimentelle Untersuchungen zeigen jedoch Abweichungen davon, be-

sonders im Bereich kleiner Amplituden. Bessere Übereinstimmung bringt ein Ergebnis von Richards [52], das auf modifizierte sphärische Besselfunktionen führt. Eine umfassende mathematische Beschreibung, nicht nur der ein-, sondern auch der zwei- und mehrdimensionalen Verteilungsdichte von Sprachsignalamplituden, die mit Messungen gut übereinstimmen, wurden von BREHM, WOLF und JÜNGST veröffentlicht [7, 8, 69]. Besonderes Gewicht hat in diesem Zusammenhang die beschriebene zweidimensionale Verteilungsdichte aufeinanderfolgender Sprachsignalamplituden. Sie bildet die Basis für das hier entwickelte analytische Modell, weil sie die Berechnung der Verteilungsdichte von Sprachsignaldifferenzen gestattet.

Zur Festlegung des Übertragungsbedarfs werden, wie bereits beschrieben, in MPZ-Systemen von jeder Quelle laufend die Signaldifferenzen berechnet und in 12 Prioritätsklassen codiert. Quellen mit momentan geringer Priorität können u. U. von der Übertragung ausgeschlossen werden. Die dadurch im Empfänger verursachten Fehler entsprechen ebenfalls den momentanen Signaldifferenzen. Für die erwünschte analytische Beschreibung des Übertragungsverhaltens von MPZ-Systemen, insbesondere der auftretenden Codierfehler, ist daher die Verteilungsdichte des Sprachdifferenzsignals erforderlich. Diese soll im folgenden aus der eben erwähnten zweidimensionalen Verteilungsdichte $p(y_1, y_2, T)$ der im zeitlichen Abstand T aufeinanderfolgenden Sprachsignalamplituden (y_1, y_2) berechnet werden. Ausgangspunkt ist:

$$p(y_1, y_2, T) = \frac{(y_1^2 - 2\rho y_1 y_2 + y_2^2)^{-1/2}}{2\pi \sqrt{\psi(0)}} * \exp \left[-\frac{y_1^2 - 2\rho y_1 y_2 + y_2^2}{\psi(0) (1 - \rho^2)} \right] \quad (1)$$

$\psi(0) = \sigma_A^2$ = mittlere Signalleistung

ρ = Wert der normierten AKF für $\tau = T$

Diese Funktion stellt eine Art Kegel mit elliptischen Höhen-schnitten dar (Abb. 20).

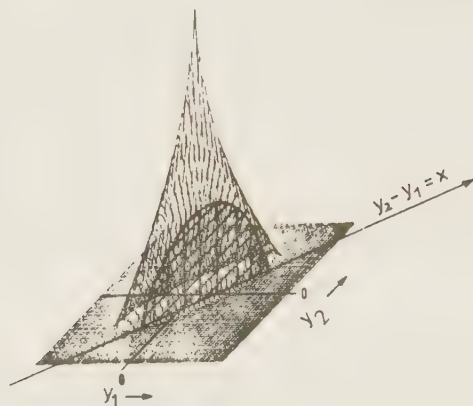


Abb. 20: Perspektivische Darstellung der zweidimensionalen Verteilungsdichte $\log p(y_1, y_2)$ der aufeinanderfolgenden Sprachsignalamplituden (y_1, y_2) . Die schraffiert eingetragene Schnittfläche entspricht der Menge aller Abtastwertepaare mit der Differenz $y_2 - y_1 = x$.

Die daraus zu bestimmende Verteilungsdichte $p_{\text{SpD}}(x, \rho)$ der Sprachsignaldifferenzen (x) umfaßt die schraffiert eingezeichnete Menge aller Wertepaare (y_1, y_2) mit fester, aber beliebiger Differenz x .

$$p_{\text{SpD}}(x, \rho) = \{y_1, y_2 / y_2 - y_1 = x\}$$

Der geometrische Ort für die Signaldifferenz $y_2 - y_1 = x$ ist in der y_1, y_2 -Ebene eine Gerade unter 45° mit dem Ordinatenabschnitt x , entlang derer eine Integration über $p(y_1, y_2, T)$ durchzuführen ist. Die quadratische Form

$$y_1^2 - 2\rho y_1 y_2 + y_2^2 \quad \text{geht unter dieser Voraussetzung}$$

über in:

$$\frac{1+\rho}{2} x^2 \left[\left(\frac{2y_1}{x} + 1 \right)^2 \left(\frac{1-\rho}{1+\rho} + 1 \right) \right].$$

Nach Einsetzen in (1) und Integration über y_1 ergibt sich die erwünschte Verteilungsdichte der Sprachsignaldifferenzen:

$$\begin{aligned} p_{\text{SpD}}(x, \rho) &= \int_{-\infty}^{+\infty} p(y_1, x, \rho) \, dy_1 = \\ &= \frac{1}{\pi \sqrt{2\psi(\rho)(1-\rho)}} \int_0^{\infty} e^{-x(2\psi(\rho)(1-\rho))^{-1/2} \cosh u} \cosh u \, du =, \end{aligned}$$

mit $u = \operatorname{arsinh} \left[\left(\frac{2y_1}{x} + 1 \right) \sqrt{\frac{1-\rho}{1+\rho}} \right]$

$$= : \lambda \int_0^{\infty} e^{-z \cosh u} \cosh(u) \, du \Big|_{\substack{v=0 \\ |\arg z|=0}} = \lambda K_0(z);$$

mit $\lambda = \frac{1}{\pi \sqrt{2\psi(\rho)(1-\rho)}} \quad [1]$

$$\longrightarrow p_{\text{SpD}}(x, \rho) = \frac{1}{\pi \sqrt{2\psi(\rho)(1-\rho)}} K_0 \left(\frac{x}{\sqrt{2\psi(\rho)(1-\rho)}} \right) \quad (2)$$

Demzufolge gehorcht die Wahrscheinlichkeitsdichte p_{SpD} eines Sprachdifferenzsignals x der modifizierten Besselfunktion 0. Ordnung K_0 , deren Verlauf in Abbildung 21 dargestellt ist.

Die Funktion K_0 zeigt asymptotisches Verhalten für $x \rightarrow 0$ entsprechend $K_0(x \rightarrow 0) \approx \ln \frac{2}{x}$, ihr Verlauf für große Werte von x folgt $K_0(x \gg 2) \approx \frac{1}{\sqrt{x}} e^{-x}$. K_0 ist durch Integralgleichungen

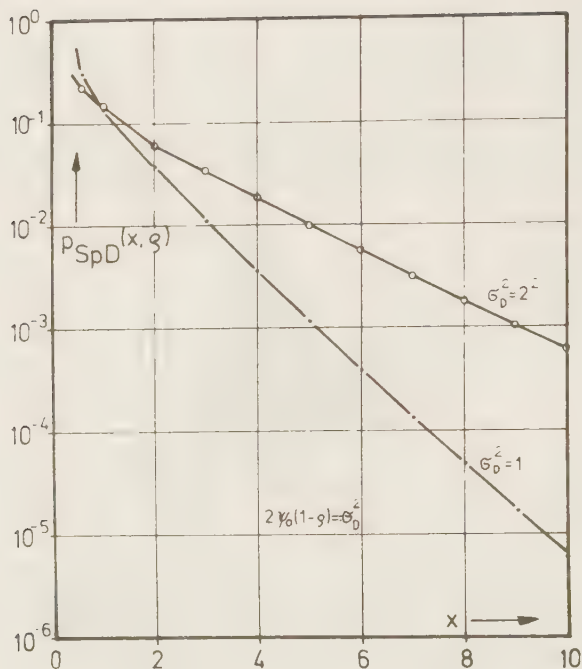


Abb. 21: Berechnete Verteilungsdichten $p_{SpD}(x, \rho)$ von Sprachsignaldifferenzen ($T = 125 \mu s$) für zwei unterschiedliche Varianzen σ_D^2 . (x = Signaldifferenzen; ρ = Wert der AKF für eine Verzögerungsdauer $\tau = T$)

mit unendlicher Grenze definiert. Mathematisch ist sie daher unhandlich und wird deshalb vorzugsweise durch Approximationen dargestellt oder tabelliert.

Wegen des statistischen Zusammenhanges zwischen Einfluß- und Zielgrößen bei korrelierten Signalen lassen sich Varianz und

Mittelwert der Differenzverteilung (= Zielgröße = Z) aus denen der Amplitudenverteilung (= Einflußgröße) berechnen [60].

Sei die Varianz der Amplitudenverteilung $V\{y_i\} = \sigma_i^2$
und der Mittelwert der Amplitudenverteil. $M\{y_i\} = \tau_i$,

dann gilt für m Einflußgrößen:

$$V(Z) = \sigma_Z^2 = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^m \frac{\partial Z}{\partial y_i} \cdot \frac{\partial Z}{\partial y_j} \sigma_i \sigma_j \rho_{ij}$$

als Varianz der Zielgröße und

$$M(Z) = Z(\tau_1, \dots, \tau_m) + \frac{1}{2!} \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^m \frac{\partial^2 Z}{\partial y_i \partial y_j} \sigma_i \sigma_j \rho_{ij}$$

deren Mittelwert.

Als Zielgröße ist hier die Differenz $Z = y_1 - y_2$ anzusetzen und mit den Nebenbedingungen

$$\left. \begin{aligned} \rho_{12} &= \rho(\tau = T) = \rho \\ \sigma_1 &= \sigma_2 = \sigma_A \\ \rho_{11} &= \rho_{22} = 1 \\ \rho_{12} &= \rho_{21} \end{aligned} \right\} \text{Werte der normierten AKF}$$

$$\tau_i = 0$$

vereinfachen sich die Ausdrücke zu:

$$\begin{aligned} V(Z) &= \sigma_Z^2 = 2\sigma_A^2 (1 - \rho) = \sigma_D^2 \\ M(Z) &= 0 \end{aligned} \quad (3)$$

Der Mittelwert der Differenzverteilung verschwindet ebenso wie der der Amplitudenverteilung. Die Varianz des Differenz-

prozesses läßt sich jedoch ausdrücken durch die Varianz der Amplitudenverteilung und die Korrelation. Im Falle verschwindender Korrelation ($\rho = 0$), d. h. für unabhängige Ereignisse geht (3) über in den aus der Elektrotechnik bekannten Zusammenhang

$$x_{\text{eff ges}} = \sqrt{\sum_1 x_i^2}.$$

Nebenbei bemerkt, eignet sich (3) zur einfachen Messung der AKF. Die Verteilungsdichte der Sprachdifferenzen (2) läßt sich mit (3) vereinfachen zu:

$$p_{\text{SpD}}(x, \rho) = \frac{1}{\pi \sigma_D} K_0\left(\frac{x}{\sigma_D}\right) \quad (4)$$

mit σ_D^2 = Varianz der Sprachdifferenzverteilung.

Dieser Zusammenhang gilt für Sprachsignale ohne Pausen. Werden einerseits die Sprachaktivität k jeder Einzelquelle als Dauer der aktiven Sprachstellen im Verhältnis zur Meßdauer und andererseits der Differenzbetrag als Variablen eingeführt, läßt sich definieren:

$$p_{\text{SpD}}(|x|, \sigma_D, k) = \begin{cases} \frac{2k}{\pi \sigma_D} K_0\left(\frac{|x|}{\sigma_D}\right) & \text{für } |x| > \varepsilon \rightarrow 0 \\ \frac{1-k}{\varepsilon} & \text{für } |x| \leq \varepsilon \end{cases} \quad (5)$$

Damit ist die Verteilungsdichte für Sprachsignaldifferenzen für den hier vorliegenden Verwendungszweck endgültig formuliert. Sie ist in Abbildung 22 schematisch dargestellt. Dabei entspricht $(1-k)$ dem mittleren Pausenanteil des Sprachsignals, der in MPZ-Systemen ausgenutzt werden kann. Hierzu müssen die Systemeigenschaften berücksichtigt werden. Es soll angemerkt werden, daß sich die K_0 -Verteilung invariant gegenüber linearer Filterung verhält. Daraus folgt auch, daß neben der Sprachdifferenz- auch die Amplitudenverteilungsdichte einem K_0 -Gesetz gehorchen muß. Diese Eigenschaft ist im

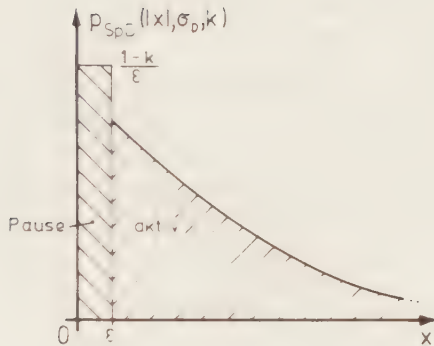


Abb. 22: Schematische Darstellung der Verteilungsdichte von Signaldifferenzen $p_{SpD}(|x|, \sigma_D, k)$ für Sprachproben mit einer Aktivität von k . Der Pausenanteil beträgt $(1 - k)$.

Hinblick auf die Bandbegrenzung vor der Digitalisierung wesentlich.

5.2 Berechnung der Verteilungsdichte nichtübertragener Signaldifferenzen

Aus einer Verknüpfung der in (5) formulierten signalspezifischen Eigenschaften mit denjenigen des MPZ-Systems selber lassen sich die Codierfehler berechnen. Sie bestehen nämlich aus den wegen momentaner Systemüberlastung nicht übertragenen Abtastwertdifferenzen der minderpriorisierten Signalquellen. Für das Auftreten eines Signalfehlers der Größe $|x|$ sind in einem System mit N Quellen und a Übertragungskanälen folgende Bedingungen notwendig und hinreichend:

1. In der betrachteten Quelle tritt mit der Wahrscheinlichkeit W_1 eine Abtastwert-Differenz der Größe $|x|$ auf und gleichzeitig:

2. In allen übrigen $(N - 1)$ Quellen müssen wenigstens a Signaldifferenzen $|x_j|$ auftreten, für die gilt $|x_1| > |x|$.
Dafür existiere die Wahrscheinlichkeit W .

Da beide Bedingungen voneinander unabhängig sind, können sie multiplikativ verknüpft werden. W_1 folgt direkt aus (5). Für die zweite Bedingung werde W_2 definiert als die Wahrscheinlichkeit, mit der in einer beliebigen Quelle der Fall $|x_1| > |x|$ eintritt. Dann ergibt sich W aus einer Binomialverteilung zu:

$$W = \sum_{i=a}^{N-1} \binom{N-1}{i} W_2^i (1 - W_2)^{(N-1-i)} =$$

$$= (1 - W_2)^{(N-1)} \sum_{i=a}^{N-1} \binom{N-1}{i} \left(\frac{W_2}{1-W_2}\right)^i \quad (6)$$

Unter Verwendung der Verteilungsdichte von Sprachsignaldifferenzen (5) läßt sich W_2 formulieren als:

$$W_2 = 1 - (1-k) - \int_{\varepsilon}^{|x|} p_{\text{SpD}}(t) dt = k - \int_{\varepsilon}^{|x|} p_{\text{SpD}}(t) dt =$$

$$= k \left(1 - \frac{2}{\pi \sigma_D} \int_{\varepsilon}^{|x|} K_0\left(\frac{t}{\sigma_D}\right) dt\right) = \frac{2k}{\pi} \int_{\frac{|x|}{\sigma_D}}^{\infty} K_0(t) dt \quad ; \quad (7)$$

Dieser Ausdruck (7) in (6) eingesetzt, ergibt bei gleichzeitiger Berücksichtigung der unter 1. genannten Fehlerbedingung W_1 bereits die Verteilungsdichte $\varphi_{\text{SpD}}(\sigma_D, |x|, N, a, k)$ der nichtübertragenen Abtastwertdifferenzen:

$$\varphi_{\text{SpD}}(\sigma_D, |x|, N, a, k) = W_1 \cdot W =$$

$$\begin{aligned} \varphi_{\text{SpD}}(\sigma_D, |x|, N, a, k) &= \frac{2k}{\pi \sigma_D} K_0\left(-\frac{|x|}{\sigma_D}\right) * \\ &* \left\{ \left(1 - \frac{2k}{\pi} \int_{\frac{|x|}{\sigma_D}}^{\infty} K_0(t) dt\right)^{(N-1)} * \right. \\ &+ \left. \sum_{i=a}^{N-1} \binom{N-1}{i} \cdot \left[\frac{\frac{2k}{\pi} \int_{\frac{|x|}{\sigma_D}}^{\infty} K_0(t) dt}{1 - \frac{2k}{\pi} \int_{\frac{|x|}{\sigma_D}}^{\infty} K_0(t) dt} \right]^i \right\}; \quad (8) \end{aligned}$$

Zur Programmierung dieser Verteilungsdichte wird sowohl $K_0(t)$, als auch

$$\int_{\frac{|x|}{\sigma_D}}^{\infty} K_0(t) dt$$

benötigt. Beide Funktionen lassen sich explizit nicht berechnen. Deshalb wurden der Literatur Polynomapproximationen für K_0 mit einem maximalen Fehler von 10^{-7} entnommen und damit auch das Integral berechnet. Die zusammenfassende Darstellung davon findet sich im Anhang.

Die Verteilungsdichte φ_{SpD} berücksichtigt noch nicht die Einflüsse von Quantisierung und Einteilung des Übertragungsbedarfs in Prioritätsklassen. Jedoch bereits jetzt kann sie das charakteristische Verhalten eines MPZ-Systems anhand des Multiplexgewinns anschaulich beschreiben. Abbildung 23 zeigt ein Rechenbeispiel für die Verteilungsdichte der nichtübertragenen Differenzen in einem System mit N Quellen und $a = N/2$ Übertragungskä-nälen bei einer angenommenen Aktivität jeder Einzelquelle von $k = 100\%$. Selbst in diesem ungünstigsten Fall (keine Pausen) lassen sich mit einem Multiplexsystem Gewinne erzielen, denn mit steigender Quellenzahl N reduziert sich die Anzahl großer Fehler zugunsten kleinerer, d. h. die

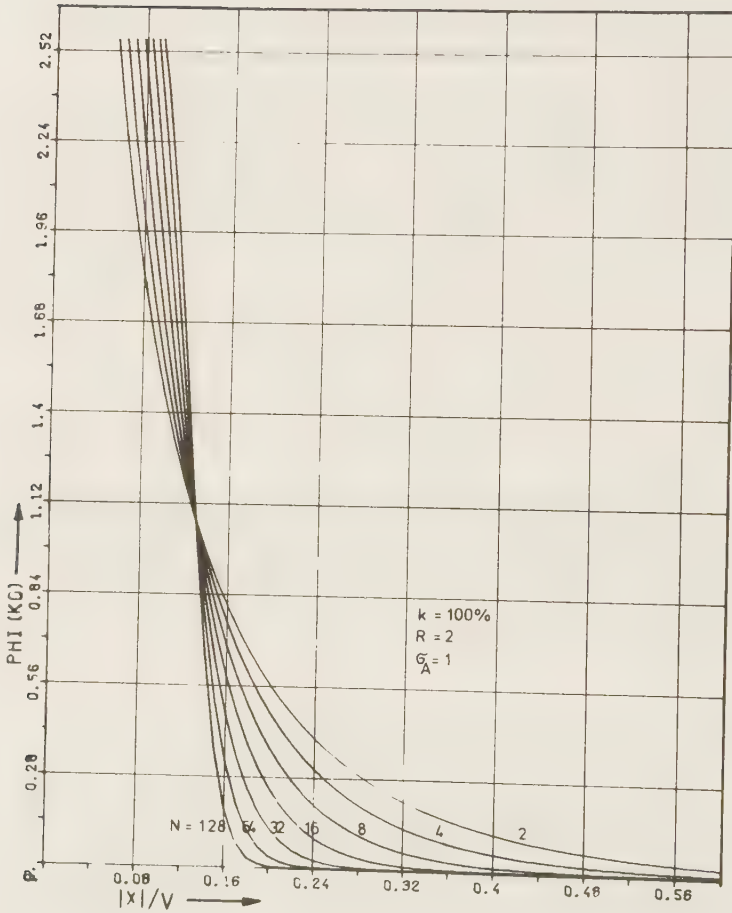


Abb. 23: Berechnete Wahrscheinlichkeitsdichteverteilung (Φ in K_0) von Übertragungsfehlern der Größe $|x|$ /Volt in einem Sprachmultiplexsystem mit momentaner Prioritätszuteilung (MPZ) für N Sprachquellen und $a = N/2$ Übertragungskanälen bei einer Sprachaktivität von $k = 100\%$ in jeder Quelle. Der Aussteuerungsbereich umfaßt ± 5 V.

Störleistung nimmt ab. Dabei bleibt die Fläche unter den Einzelfunktionen als Maß für die Gesamtzahl der jeweils auftretenden Fehler (= UAW*) konstant. Hier zeigt sich der Vorteil des um die Signalstatistik erweiterten analytischen Modells: Die Kenntnis der Fehlerquantität wird erweitert auf die der Fehlerqualität.

Wird dasselbe MPZ-System mit Signalen der Aktivität $k = 40 \%$ gespeist, reduziert sich auch die Anzahl der Fehler bei steigender Quellenzahl drastisch (Abb. 24). Darin äußert sich der Multiplexgewinn durch Pausenausnutzung.

Im folgenden sollen nun sowohl die Quantisierung des Analog- und damit auch des Differenzsignals berücksichtigt, als auch die Einteilung des Übertragungsbedarfs in Prioritätsklassen vorgenommen werden. Die Quantisierung der Signaldifferenzen kann beschrieben werden, indem die kontinuierliche Differenz x durch eine diskrete x_D ersetzt wird:

$$x_D = Q \cdot \text{Integer} \left(\frac{x}{Q} \right), \quad \text{mit } Q = \text{Quantisierungsstufenbreite.}$$

Die Einteilung der Signaldifferenzen x in Prioritätsklassen $PR(x)$ läßt sich formulieren als:

$$PR(x) = 1 + \text{Integer} \left[\frac{1}{\ln 2} \cdot \ln \left(\frac{x}{Q} \right) \right]$$

mit den Klassengrenzen

$$u = Q \cdot 2^{\text{Integer} \left[\frac{1}{\ln 2} \cdot \ln \left(\frac{x}{Q} \right) \right]}$$

und

$$\sigma = Q \cdot 2^{(1 + \text{Integer} \left[\frac{1}{\ln 2} \cdot \ln \left(\frac{x}{Q} \right) \right])} \quad (9),$$

welche in die Integrationsgrenzen von (8) einzuführen sind. Darüberhinaus muß berücksichtigt werden, daß beim Auftreten mehrerer Prioritäten in der gleichen Klasse, deren Zahl hier em-

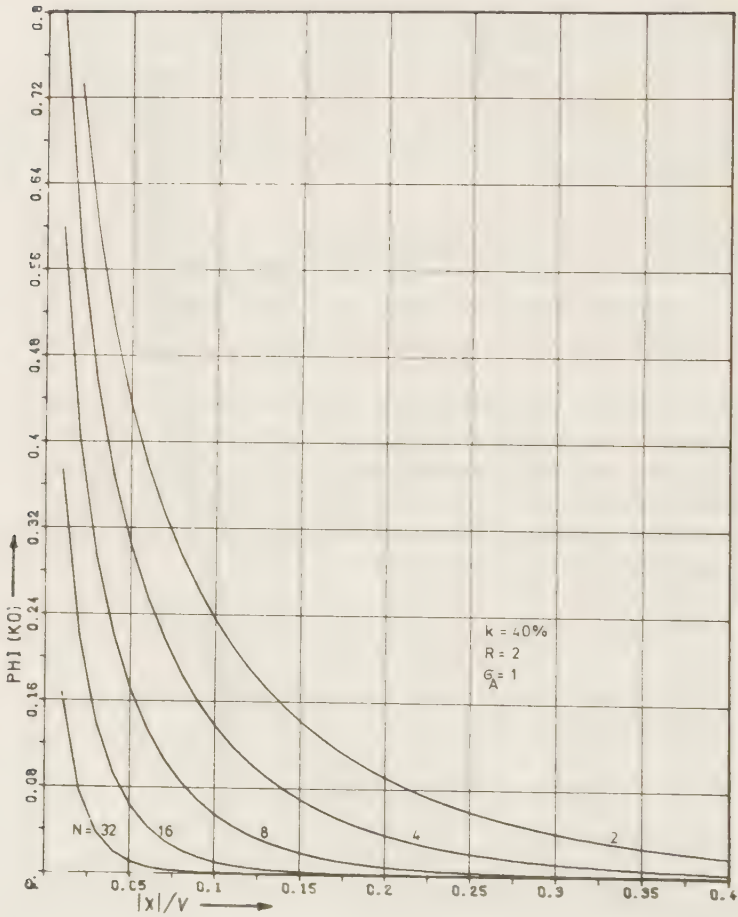


Abb. 24: Berechnete Wahrscheinlichkeitsdichteverteilung ($PHI(K_O)$) von Übertragungsfehlern der Größe $|x|/V$ Volt in einem Sprachmultiplexsystem mit momentaner Prioritätszuteilung (MPZ) für N Sprachquellen und $a = N/2$ Übertragungskanälen bei einer Sprachaktivität von $k = 40\%$ in jeder Quelle. Der Aussteuerungsbereich umfaßt ± 5 V.

pirisch berücksichtigt wurde, eine zufällige Auswahl getroffen werden muß. Somit ergibt sich insgesamt für die diskontinuierliche Verteilungsdichte der nichtübertragenen Differenzen:

$$f_D(\sigma_D, |x|, N, a) = \frac{2k}{\pi \sigma_D} K_0\left(\frac{|x|}{\sigma_D}\right) * \left\{ (1 - I K_0)^{(N-1)} * \right. \\ \left. * \sum_{i=0}^{N-1} \binom{N-1}{i} \left(\frac{I K_0}{1 - I K_0} \right)^i \right\} \quad (10) ,$$

mit

$$I K_0 = k - (0,3 + \frac{0,5}{N}) \frac{2k}{\pi} \int_0^r K_0(t) dt - \\ - (0,7 - \frac{0,5}{N}) \frac{2k}{\pi} \int_0^s K_0(t) dt ,$$

mit den Integrationsgrenzen

$$r = \frac{u}{\sigma_D} = \frac{Q}{\sigma_D} 2 \operatorname{Integer} \left[\frac{1}{\ln 2} \cdot \ln \left(\frac{x}{Q} \right) \right]$$

und

$$s = \frac{0}{\sigma_D} = 2 r .$$

Der diskontinuierliche Verlauf der Verteilungsdichte φ_D ist in Abbildung 25 dem weiter oben berechneten kontinuierlichen (φ) gegenübergestellt.

Bisher standen die nichtübertragenen Signaldifferenzen im Vordergrund. Die im Empfänger tatsächlich auftretenden Signalfehler sind jedoch größer, weil beim Auftreten mehrerer Codierfehler unmittelbar nacheinander (Fehlerketten) eine

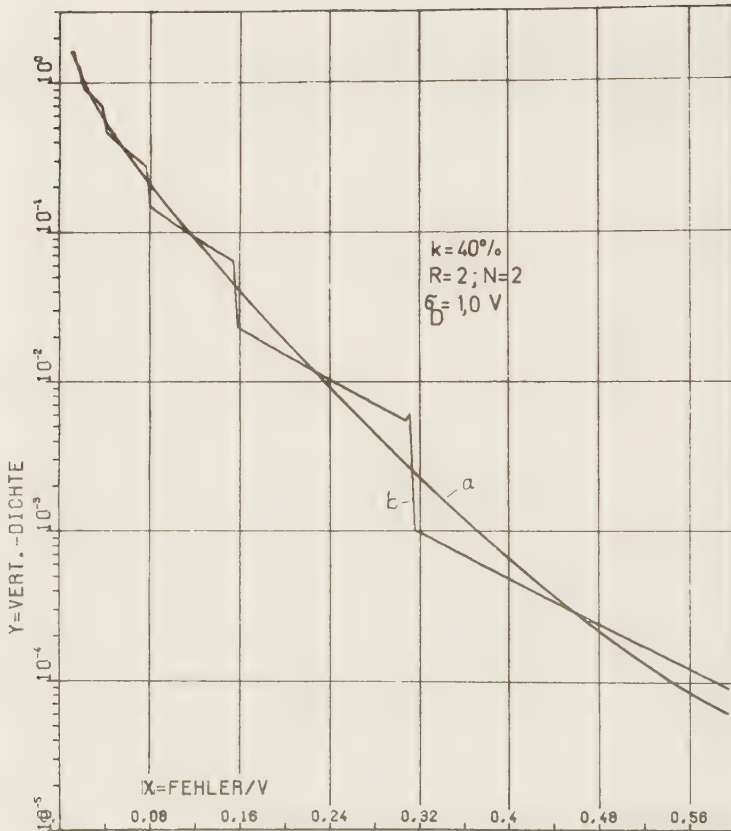


Abb. 25: Berechnete Gegenüberstellung der Wahrscheinlichkeitsdichten (φ) von Übertragungsfehlerspannungen der Größe $|x|/\text{Volt}$

- a) ohne und
- b) mit Berücksichtigung

der Prioritätsklasseneinteilung. Die Quellenzahl beträgt $N = 2$, die Übertragungskanalzahl $a = 1$ bei einer mittleren Aktivität von $k = 40\%$ in jeder Quelle. Der Aussteuerungsbereich umfaßt $\pm 5 \text{ V}$.

Fehlerakkumulation eintritt. Die Formulierung der auftretenden Fehlerketten soll im nächsten Abschnitt, und deren Einfluß auf die Fehlerakkumulation im übernächsten behandelt werden.

5.3 Die Fehlerkettenverteilung

Die Verteilung der Anzahl v unmittelbar aufeinanderfolgender Codierfehler, hier als Fehlerketten der Länge v bezeichnet, beeinflußt die im Empfänger auftretenden Signalfehler infolge einer Fehlerakkumulation sehr stark. Die direkte Berechnung dieser Fehlerkettenverteilung aus den statistischen Eigenschaften des Sprachsignals und des MPZ-Systems hat sich als umfangreich und schwierig erwiesen. Deshalb erfolgte die mathematische Formulierung durch Approximation der Meßergebnisse. In der Regel gelten dabei Approximationen lediglich in einem durch Messungen belegten Parameterbereich. Bemerkenswerter Weise gestatten hier die Eigenschaften der Meßergebnisse eine allgemeine Formulierung. Das hat zwei Gründe:

1. In halblogarithmischer Darstellung läßt sich die mit der Fehlerlänge v multiplizierte Fehlerkettenhäufigkeit $v \cdot W(v)$ durch Geraden annähern.
2. Für jeden Kanalreduktionsfaktor $R = N/a$ schneiden sich diese Geraden in einem gesonderten Punkt mit den Koordinaten (P_x, P_y) .

Diese Verhältnisse werden in Abbildung 26 verdeutlicht, welche Meßergebnisse für $R = 2, 3, 4$ jeweils für verschiedene Quellenzahlen N zeigt. Die Hinzunahme der plausiblen Nebenbedingung:

$$\sum_{v=1}^{\infty} v \cdot W(v) = UAW^* = \sum_{n=a+1}^N \left(1 - \frac{N}{nR}\right) \binom{N-1}{n-1} k^{(n-1)} (1-k)^{(N-n)} ; (11)$$

$k = \text{Aktivität}, \quad N = \text{Quellenzahl}, \quad a = \text{Übertragungs-kanalzahl}$

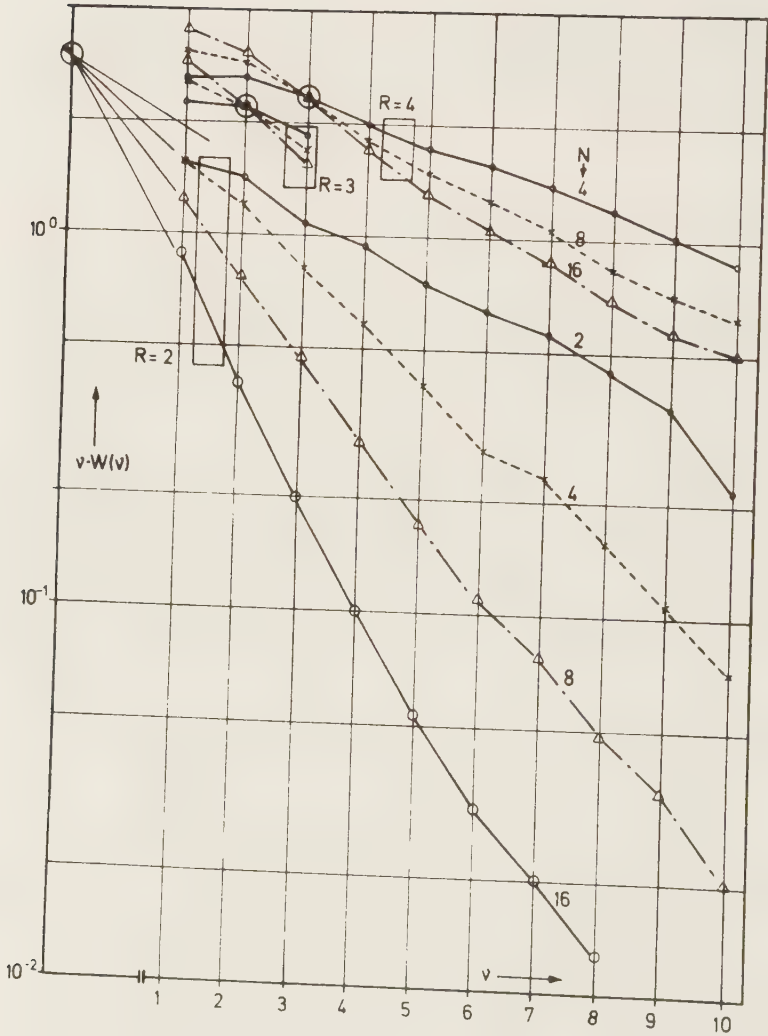


Abb. 26: Gemessene Verteilung der relativen Häufigkeit $v \cdot W(v)$ von Fehlerketten mit einer Länge von v Abtastperioden. Parameter sind die Quellenzahl N und der Kanalreduktionsfaktor $R = \text{Quellenzahl} / \text{Übertragungskanalzahl}$.

zu den beiden Punkten 1., 2. berücksichtigt die Systemparameter N , k und gestattet die mathematische Formulierung der Fehlerkettenverteilung als Punktsteigungsform einer Geraden.

Im halblogarithmischen Netz lauten die Bestimmungsgleichungen für die Gerade $v \cdot W(v) =: y(v)$:

$$y(v) = m(v - p_x) + \log p_y \quad \text{und}$$

$$\sum_{v=1}^n 10^{y(v)} = UAW^* \quad \text{aus (11)}$$

In das lineare Netz transformiert ergibt sich:

$$y^*(v) = p_y \cdot 10^{m(v - p_x)} \quad (12)$$

und die Summe einer geometrischen Reihe:

$$\sum_{v=1}^n 10^{m(v - p_x)} = \frac{pk}{p_y} \triangleq \frac{a_1}{1-q} \quad (13)$$

mit $a_1 = 10^{m(1 - p_x)}$ und $q = 10^m$.

Aus (13) kann für die gemessenen Koordinaten (p_x, p_y) die Steigung m und mit (12) daraus die gesuchte diskrete Verteilung der Größe $v \cdot W(v)$ berechnet werden.

Für die 3 Kanalreduktionsfaktoren $R = 2, 3, 4$ lauten die Ergebnisse $W_1(v)$:

$$\underline{R = 2:} \quad p_{x2} = -1; \quad p_{y2} = 0.03$$

$$W_2(v) = \frac{p_{y2}}{v} \left(- \frac{UAW^*}{2 p_{y2}} + \sqrt{\frac{UAW^{*2}}{4 p_{y2}^2} + \frac{UAW^*}{p_{y2}}} \right) (v - p_{x2}) \geq 0;$$

$$v = 1, 2, 3, \dots$$

$$\underline{R = 3:} \quad p_{x3} = 2; \quad p_{y3} = 0.022$$

$$W_3(v) = \frac{P_{y3}}{v} \left(\frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{P_{y3}}{UAW^*}} \right) (v - P_{x3}) ;$$

$$UAW^* > 4 P_{y3}$$

$$v = 1, 2, 3, \dots$$

$$\underline{R = 4}: P_{x4} = 3; \quad P_{y4} = 0,023$$

$$W_4(v) = \frac{P_{y4}}{3v} \left(1 + 2 \cos\left(\frac{\pi}{3} - \frac{1}{3} \arccos\left(\frac{0,3105}{UAW^*} - 1\right)\right) \right) (v - P_{x4}) ;$$

$$UAW^* > 0,1553$$

$$v = 1, 2, 3, \dots$$

Die Randbedingungen zur Sicherstellung reeller Ergebnisse für $W_1(v)$ verursachen in der Praxis keine wesentliche Einschränkung des Anwendungsbereiches.

Aus Gründen des Rechenaufwandes (siehe Abschnitt 5.4) ist eine Beschränkung auf eine endliche Anzahl v sinnvoll. Damit wird aus der Nebenbedingung (11) nur eine Teilsumme berücksichtigt. Der Einfluß der Restsumme kann durch einen empirisch bestimmten Faktor von 1,2 auf den Rechenwert von UAW^* korrigiert werden. Ein Vergleich der Meß- mit den approximierten Rechenergebnissen ist in Abbildung 27 für die Kanalreduktionsfaktoren $R = 2$ und 4 gezeigt. Die Genauigkeit der hier formulierten Approximation reicht aus, wie der später (Abschnitt 6) durchgeführte Vergleich zwischen Rechnung und Messung zeigt.

Im folgenden Abschnitt werden die hier gewonnenen Ergebnisse zur Berechnung der akkumulierten Codierfehler-Verteilungsdichte in MPZ-Systemen verwendet.

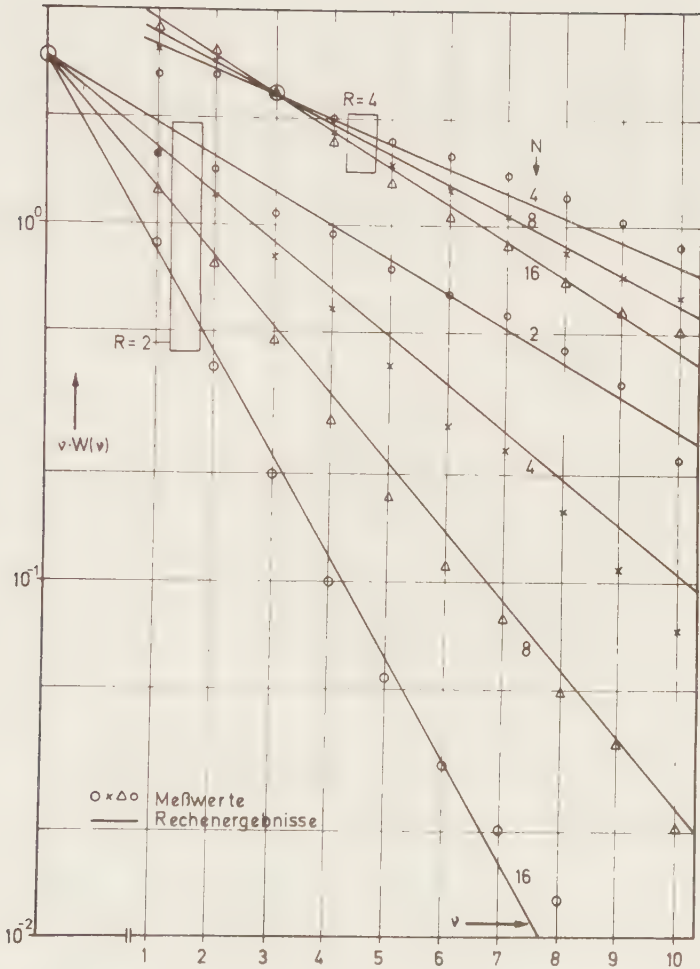


Abb. 27: Gegenüberstellung gemessener und gerechneter Werte für die Verteilung der relativen Häufigkeit $v \cdot W(v)$ von Fehlerketten mit einer Länge von v Abtastperioden. Parameter sind die Quellenzahl N und der Kanalreduktionsfaktor $R = \text{Quellenzahl} / \text{Übertragungskanalzahl}$.

5.4 Berechnung der Fehlerverteilungsdichte

In diesem Abschnitt wird auf der Basis der Verteilungsdichte nichtübertragener Signaldifferenzen (φ_n) die im Empfänger durch Akkumulation verursachte Fehlerverteilungsdichte (ϕ) berechnet. Eine Akkumulation tritt in der Regel dann auf, wenn nacheinander mehrere Abtastwerte verlorengehen, also durch Fehlerketten. Das soll in Abbildung 28 erläutert werden.

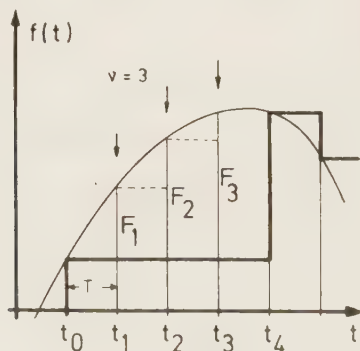


Abb. 28: Veranschaulichung der im Empfänger von MPZ-Systemen auftretenden Fehlerakkumulation bei einer Fehlerkette mit der Länge $v = 3$ Abtastperioden.

Eine Zeitfunktion $f(t)$ werde im Abstand T abgetastet. Durch momentane Überlastung des MPZ-Systems unterbleibe die Übertragung der Abtastwerte zu den Zeitpunkten t_1, t_2, t_3 . Da in diesem Falle im Empfänger der letzte übertragene Signalwert gespeichert wird, tritt bei t_1 ein Fehler der Größe F_1 auf, welcher der Signaldifferenz $D_1 = f(t_1) - f(t_0)$ entspricht. Der Fehler F_2 zum Zeitpunkt t_2 jedoch enthält die neue Signaldifferenz $D_2 = f(t_2) - f(t_1)$, aber zusätzlich den

alten Fehler F_1 : $F_2 = D_2 + F_1$ und entsprechend $F_3 = D_3 + F_2$. Eine Fehlerakkumulation besteht also darin, daß die nicht-übertragenen Signaldifferenzen beim Auftreten von Fehlerketten durch Fortpflanzung alter Fehler vergrößert werden. Quantitativ kann dieser Zusammenhang auch der AKF entnommen werden (siehe Abschnitt Verzögerung), denn für Verzögerungszeiten entsprechend dem Abstand einiger Abtastwerte (nT) sinkt die Korrelation als $\rho(nT) = \rho_1^{1+n}$ und mit (3) steigt daher die Varianz der entsprechenden Differenzverteilung $\varphi_D(\rho(nT))$, die hier den erwarteten Fehler F_n zum Zeitpunkt t_n beschreibt. Die Menge der im oben angeführten Beispiel auftretenden Fehler läßt sich damit formulieren:

$$\{F\} = \{F_1(\rho(T)), F_2(\rho(2T)), F_3(\rho(3T))\},$$

wobei im zeitlichen Mittel natürlich die Einzelfehler in Verteilungen $F_n(\rho(nT)) \rightarrow \varphi_D(\rho(nT))$ übergehen. Gilt für das Auftreten von Fehlerketten der Länge v die Häufigkeitsverteilung $W(v)$, lassen sich die Fehlerbeiträge aller Ketten in Tabellenform zusammenfassen (Tab. 8). Dabei gilt $W(v)$ für $R = \text{konst.}$, $N = \text{konst.}$, $k = \text{konst.}$. Der Beitrag des obigen Beispiels für die Fehlerkettenlänge 3 findet sich in der 3. Zeile.

v	Fehlerbeiträge
1	$W(1) \varphi_D(\rho(T))$
2	$W(2) \varphi_D(\rho(T)) + W(2) \varphi_D(\rho(2T))$
3	$W(3) \varphi_D(\rho(T)) + W(3) \varphi_D(\rho(2T)) + W(3) \varphi_D(\rho(3T))$
:	:
n	$W(n) \varphi_D(\rho(T)) + W(n) \varphi_D(\rho(2T)) + \dots + W(n) \varphi_D(\rho(nT))$
:	:

Tab. 8: Liste der durch Fehlerketten der Länge von v Abtastwerten verursachten Beiträge zur Verteilungsdichte der akkumulierten Codierfehler.

Mit der Normierungsbedingung:

$$\sum_{i=1}^{\infty} \sum_{j=1}^{\infty} W(i) = UAW^* = E \{ \text{Gesamtfehlerzahl} \}$$

ergibt sich für die akkumulierte Fehlerverteilungsdichte ϕ durch Aufsummieren aller Fehlerbeiträge

$$\phi(\sigma_D, |x|, N, a, k) = \frac{\sum_{i=1}^{\infty} \sum_{j=1}^{\infty} W(i) \cdot \delta_{ij}(jT)}{\sum_{i=1}^{\infty} \sum_{j=1}^{\infty} W(i)} \quad (14),$$

$i, j \in \mathbb{N}$

also eine Linearkombination verschiedener Verteilungsdichtefunktionen nichtübertragener Signaldifferenzen φ_D (siehe (10)), gewichtet mit der Fehlerkettenhäufigkeit $W(i)$. Die Beschränkung auf eine endliche und sogar möglichst kleine Anzahl von Summationsschritten ist bei der maschinellen Berechnung notwendig. Versuche haben gezeigt, daß $j_{\max} = 12$ ausreicht, wenn die zusätzliche in Abschnitt 5.4 erläuterte Korrektur angebracht wird. Eine berechnete Gegenüberstellung der Funktionen φ_D und ϕ zeigt die Abbildung 29.

Das 0. Moment über der Funktion ϕ entspricht der Anzahl aller auftretenden Fehler, muß also mit UAW^* übereinstimmen. Diese als Kontrollfunktion verwendbare Eigenschaft wurde durch numerische Integration von ϕ realisiert. Die Ergebnisse stimmen im Rahmen der zu erwartenden Genauigkeit mit denen überein, die sich für UAW^* (Abschn. 5) aus dem Binomialmodell ergeben. Auf weitere Einzelheiten hierzu soll verzichtet werden.

Der erhebliche Einfluß der Akkumulation zeigt sich im bedeutend häufigeren Auftreten großer Fehler in der Funktion ϕ als in φ_D . Damit wird ein Weg zur Reduzierung der Fehlergröße auf-

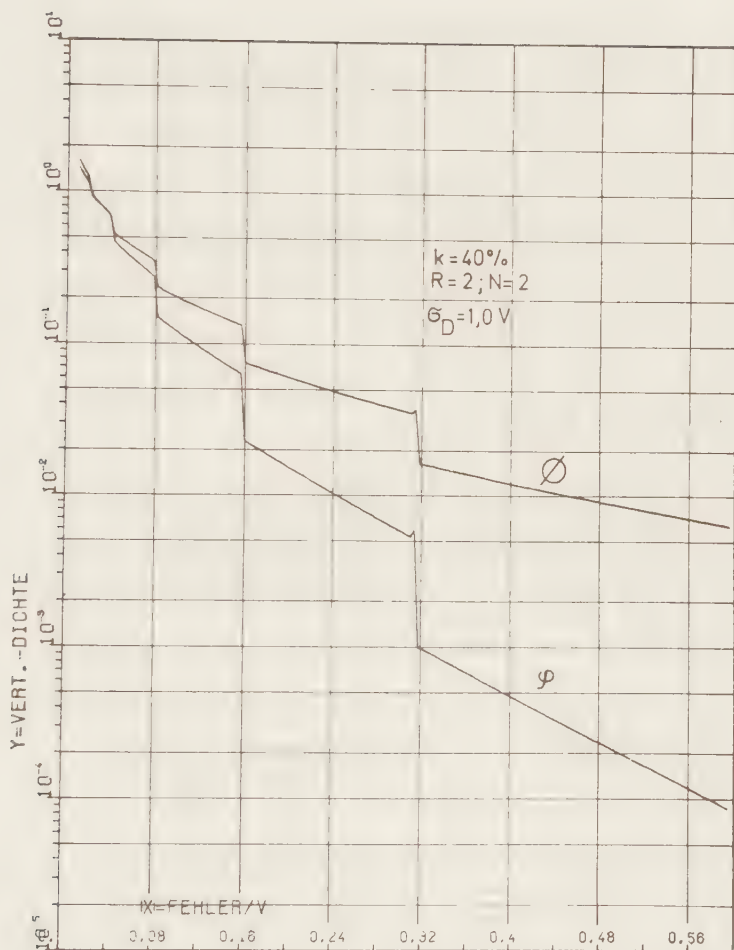


Abb. 29: Berechnete Verteilungsdichtefunktionen der nichtübertragenen Signaldifferenzen (ϕ_0) und der im Empfänger durch Akkumulation tatsächlich auftretenden Codierfehler (ϕ) in Volt. (Quellenzahl $N = 2$; Übertragungskanalzahl $a = 1$; Aktivität $k = 40\%$). Der Aussteuerungsbereich beträgt $\pm 5 \text{ V}$.

gezeigt: Es müssen nach Möglichkeit durch Wahl geeigneter Prioritätsklassenkriterien lange Fehlerketten vermieden werden. Dazu könnte z. B. die Prioritätsklasse einer Quelle automatisch dann erhöht werden, wenn ihr ein Abtastwert verlorengegangen ist.

Eine andere Maßnahme in dieser Hinsicht besteht darin, daß zur Prioritätsermittlung nicht der vorhergehende, sondern der zuletztgesendete Abtastwert herangezogen wird. Die Wirksamkeit dieser Maßnahmen wird später meßtechnisch untersucht.

5.5 Berechnung des Störabstands

Als momentan gebräuchlichstes objektivierbares Qualitätskriterium für die Codiereigenschaften sprachverarbeitender Systeme kommt dem Signal-Rauschabstand große Bedeutung zu. Das diskretisierte 2. Moment über der Verteilungsdichte der akkumulierten Codierfehler ϕ liefert den Erwartungswert der Fehlersignalleistung durch numerische Integration auf dem Rechner gemäß:

$$\bar{N} = \Delta x \sum_i x_i^2 \phi(x_i) \quad (15) \quad \begin{array}{l} \Delta x = \text{Schrittweite} \\ \phi(x) = \text{Fehlerverteilungsdichte} \end{array}$$

Da die mittlere Nutzsignalleistung $\bar{S}$ mit der Varianz der Sprachamplitudenverteilungsdichte ebenfalls bekannt ist

$$\bar{S} = S_A^2 = \frac{\sigma_D^2}{2(1-\rho_{12})} \quad ,$$

läßt sich mit (15) der rein durch MPZ-Systeme bedingte Rauschabstand SNR berechnen:

$$SNR = \frac{\bar{S}}{\bar{N}} = 10 \log \frac{S_A^2}{\Delta x \sum_i x_i^2 \phi(x_i)} \quad (16) \quad .$$

Im Hinblick auf minimale Rechenzeiten bei genügender Genauigkeit sind bei der Programmierung Schrittweiten und Summationsgrenzen sowohl für ϕ als auch für SNR sorgfältig abzustimmen.

Rechenergebnisse für den Rauschabstand (SNR) bei unterschiedlichen Quellenzahlen (N) und -aktivitäten (k) sowie den Kanalreduktionsfaktoren $R = 2, 3, 4$ zeigt Abbildung 30.

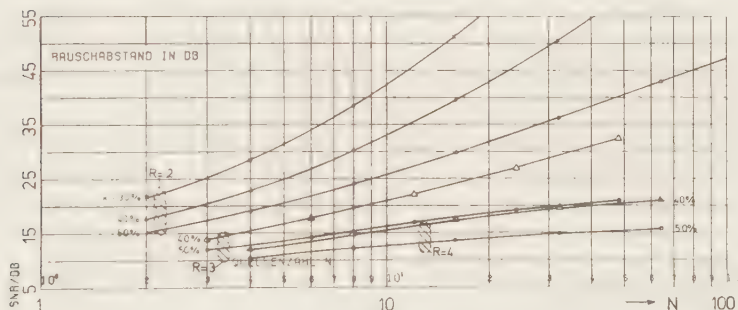


Abb. 30: Rechenergebnisse für den durch Codierfehler in MPZ-Systemen verursachten Rauschabstand (SNR/dB) als Funktion der Quellenzahl N. Parameter sind der Kanalreduktionsfaktor $R = \text{Quellenzahl}/\text{Übertragungskanalzahl}$ und die Quellenaktivität k.

Dabei ist zu berücksichtigen, daß hier lediglich die durch MPZ-Systeme bedingten Codierfehler berechnet wurden, nicht jedoch Quantisierungsfehler, die im Falle einer logarithmischen Charakteristik den Gesamtfehlerabstand auf ca. 38 dB begrenzen.

Erwartungsgemäß ist bei kleiner Aktivität k ein höherer Rauschabstand erzielbar, weil mehr Pausen ausgenutzt werden können. Im Anstieg des Rauschabstandes mit steigender Quel-

lenzahl manifestiert sich der Multiplexgewinn. Dieser ist sogar in einem im Mittel überlasteten System mit $k = 40 \%$ und $R = 3$, also ohne jeglichen Pausenüberschuß noch bemerkenswert hoch, weil durch die Prioritätsklassenstrategie bei steigender Quellenzahl häufiger kleine Fehler statt großer resultieren.

Dieser Effekt wurde bereits im Zusammenhang mit der Abbildung 21 diskutiert. Interessanterweise sind die erreichbaren SNR-Werte in unterschiedlichen Systemen annähernd gleich, sobald das Produkt $R \cdot k$, das man mit Auslastungsgrad bezeichnen kann, übereinstimmt (für $R = 3$; $k = 50 \%$ und $R = 4$; $k = 40 \%$). Für die bisherigen Berechnungen wurde vorausgesetzt, daß sich in einem System alle N angeschlossenen Quellen ständig in Betrieb befinden (Bündelaktivität = 100 %). Unter realen Bedingungen ist dieser Zustand unwahrscheinlich, d. h. die bisherigen Rechenergebnisse beziehen sich auf den worst-case-Fall. Sind von N Quellen lediglich n in Betrieb, so beträgt der Kanalreduktionsfaktor statt $R = \frac{N}{a}$ nur $R' = \frac{n}{a}$ und die Wahrscheinlichkeit für Codierfehler geht zurück.

Am mathematischen Modell kann dieser Einfluß durch Austausch von N durch n in (8) berücksichtigt werden. In einem System (TASI-B) wird sogar durch "dynamische Auslastungskontrollen" die Bündelungsaktivität auf 85 % begrenzt, indem weitere Anrufe abgewiesen werden [37].

Zusammenfassend gestattet das in diesem Abschnitt entwickelte analytische Modell die Berechnung

1. der Verteilungsdichte von Abtastwertdifferenzen
2. der Fehlerverteilungsdichte von MPZ-induzierten
 - 2.1 Einzelfehlern als φ_a und
 - 2.2 akkumulierten Fehlern als ϕ
3. des mittleren Störabstands.

Dabei kann über folgende System- und Signalparameter verfügt werden:

1. die Quellenzahl N
2. die Übertragungskanalzahl a
3. die Prioritätsklassenzahl Z
4. die (u. U. verschiedenen) Quellenaktivitäten k
5. die (u. U. verschiedene) Aussteuerung der Quellen σ_A
6. die Korrelation im Signal als Werte ρ_{ij} der normierten AKF.

Eine Ausweitung des Modells auf zusätzliche Quellcodierungsverfahren wie z. B. DPCM mit linearem Prädiktor ist möglich, da die K_O -Verteilung der Sprachsignalamplituden grundsätzlich auch nach linearer Filterung im Prädiktionsfilter erhalten bleibt. Unterdrückte Abtastwerte rekrutieren sich in dem Fall aus dem Prädiktionsfehlersignal.

Im nächsten Abschnitt werden die erreichbaren Leistungen des Sprachmultiplexverfahrens durch Messungen am Echtzeitaufbau belegt. Hierbei kann die Brauchbarkeit des analytischen Modells durch Vergleich von Meß- und Rechenergebnissen überprüft werden.

6. Meßergebnisse

Dieses Kapitel enthält Messungen, die am Echtzeitaufbau des Sprachmultiplexverfahrens gewonnen wurden. Zunächst wird auf einige Eigenschaften der verwendeten Sprachproben eingegangen. Dann folgen Messungen, die die Eigenschaften des MPZ-Verfahrens darlegen, und abschließend wird über einen Versuch zur Verbesserung der Übertragungseigenschaften unter Berücksichtigung hörphysiologischer Kriterien berichtet. Gleichzeitig sollen Vergleiche zwischen Meß- und Rechenergebnissen die Berechtigung des analytischen Modells demonstrieren.

6.1 Verwendete Sprachproben

Als Ausgangsmaterial zur Erzeugung der verwendeten Sprachproben dienten Rundfunkvorträge, die zunächst in UKW-Qualität auf Band genommen wurden. Die Aktivität in durchgehend gesprochenem Text beträgt ca. $k = 80\%$. Die Nachbildung der bei Telefondialogverkehr auftretenden Aktivitäten von $k < 40\%$ erfordert eine Ausdünnung der aktiven Sprachanteile. Diese wird auf einem Rechner durchgeführt, indem natürlich auftretende Pausen, in denen der Signalpegel mehrere Abtastwerte lang eine bestimmte Schwelle unterschreitet, kontrolliert verlängert werden [36]. Dabei läßt sich der "Zerstückelungsgrad" in weiten Grenzen variieren. Abgesehen von der erwünschten Beeinflussung der Pausen- und Sprachblocklängenverteilung werden durch die beschriebenen Manipulationen die verwendeten statistischen Eigenschaften des Sprachsignals nicht berührt. Sie eignen sich daher generell als Testsignale zur Untersuchung von Sprachinterpolationssystemen.

Besondere Beachtung verdient jedoch im Zusammenhang mit dem vorliegenden Echtzeit-MPZ-System die Verteilung von Pausen- und Sprachblocklängen. In Abschnitt 3.2.2 wurde ausführlich dargestellt, wie durch mehrfache Signalverzögerung von jeweils 80 ms aus den vier vorliegenden Signalquellen insgesamt 16 erzeugt wurden. Die Verzögerungsdauer von 80 ms vermeidet dabei Korrelationen zwischen Original- und verzögertem Signal innerhalb aktiver Sprachstellen, nicht jedoch im grundsätzlichen Verhalten bei der Anforderung von Übertragungsbedarf. Treten nämlich zusammenhängende Signal- oder Pausenstellen mit mehr als 240 ms Dauer in einer Quelle auf, so erscheinen sie auch in den durch Verzögerung simulierten Quellen. Dies bedeutet eine systematische Verletzung der statistischen Unabhängigkeit der Signalquellen. Diese ist aber für Sprachmultiplexsysteme eine unabdingbare, in der Praxis auch erfüllte Voraussetzung, da nur sie den erwünschten Bündelungsgewinn zuläßt.

Es gilt festzuhalten, daß als Folge der erheblichen Hardware-Vereinfachung durch die Verzögerungsmethode an die Signalquellen generell Forderungen hinsichtlich ihrer zeitlichen Struktur zu stellen sind: Pausen- und Sprachsegmentlängen dürfen durchschnittliche Dauern von 80 ms nicht überschreiten, damit die statistische Unabhängigkeit unter den Signalquellen gewahrt bleibt.

Die Wahrscheinlichkeit $W(\mu)$, mit welcher unter einem Quellenensemble der Größe N zu einem bestimmten Zeitpunkt μ Quellen gleichzeitig aktiv sind, folgt bei statistisch unabhängigen Quellen mit der mittleren Aktivität k einer Binomialverteilung:

$$W(\mu) = \binom{N}{\mu} k^{\mu} (1-k)^{(N-\mu)} \quad (17)$$

$$N, \mu \in \mathbb{N}$$

Die Erfüllung dieses Verteilungsgesetzes kann damit als Kriterium für die Unabhängigkeit der verwendeten Signalquellen dienen und meßtechnisch kontrolliert werden.

Der Einfluß der durch Häufigkeitsverteilungen von Sprach- und Pausensegmenten beschreibbaren Signalstruktur auf die statistische Unabhängigkeit wurde anhand zweier Beispiele gemessen:

1. Verwendung einer schwach "zerstückelten" Sprachprobe mit einer mittleren Aktivität jeder Einzelquelle von $k = 40\%$. Dabei betragen die mittleren Sprach- und Pausensegmentdauern ca. 600 ms (Abb. 31).

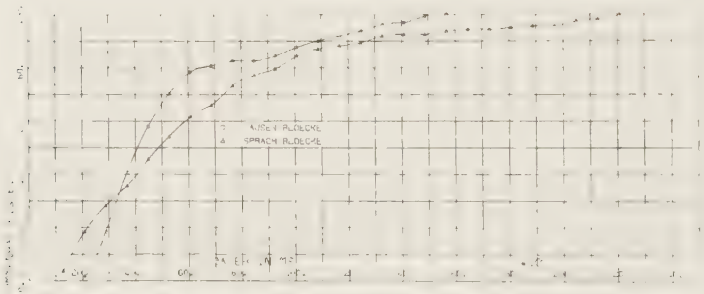


Abb. 31: Gemessene Verteilung von Pausen- und Sprachblockdauern bei einer künstlich "schwach zerstückelten" Sprachprobe mit einer Aktivität von $k = 40\%$. Die Meßdauer beträgt $t_M = 100$ s.

2. Verwendung einer stark "zerstückelten" Sprachprobe mit einer mittleren Aktivität jeder Einzelquelle von $k = 40\%$. Dabei betragen die mittleren Sprach- und Pausensegmentdauern ca. 35 ms (Abb. 32).

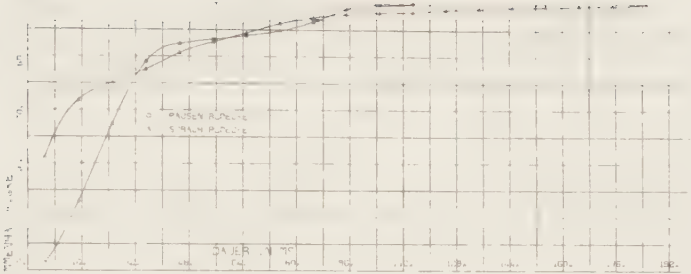


Abb. 32: Gemessene Verteilung von Pausen- und Sprachblockdauern bei einer künstlich "stark zerstückelten" Sprachprobe mit einer Aktivität von $k = 40\%$. Die Meßdauer beträgt $t_M = 100$ s.

Das MPZ-System wurde nacheinander mit den beiden Signalen gespeist und dabei die relative Häufigkeit für das Auftreten μ gleichzeitig aktiver unter insgesamt N Quellen als $W(\mu)$ gemessen. Die Ergebnisse sind zusammen mit der gerechneten Binomialverteilung jeweils für $N = 4$ und $N = 16$ in Abbildung 33 dargestellt.

Für $N = 4$ stimmen erwartungsgemäß Rechnung und Messung für beide Signale gut überein, weil in diesem Falle die Verzögerungsmethode außer Betrieb ist. Für $N = 16$ hingegen zeigt die Sprachprobe Nr. 1 Abweichungen bis zu zwei Größenordnungen, während Nr. 2, also die feinstrukturierte Probe, gute Übereinstimmung mit der Rechnung liefert. An diesem Beispiel äußert sich auch die Gültigkeit des Ergodentheorems für statistisch unabhängige Sprachsignale. Dagegen äußert sich die statistische Abhängigkeit der Signalquellen im ersten Beispiel in zu hohen Wahrscheinlichkeiten für das Auftreten a) sehr kleiner und b) sehr hoher μ -Werte. Das System ist infolge a) einerseits nicht voll ausgelastet und infolge b) andererseits überlastet, d. h. das Multiplexverfahren arbeitet nicht optimal. Aus diesem Grund wird im folgenden -

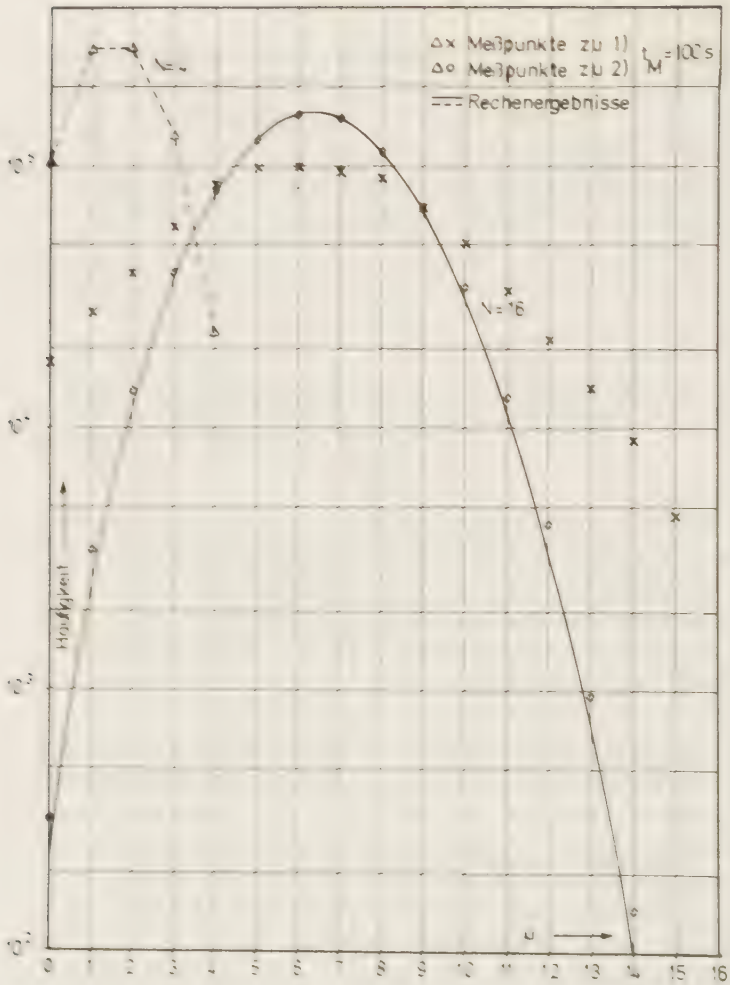


Abb. 74: Gegenüberstellung von Meß- und Rechenergebnissen der absoluten Häufigkeit für das Auftreten p einer Aktivität AK über einer insgesamt N ($N = 16$) Quellen mit einer Aktivität $k = 40\%$. Als Signale dienen:

- 1) eine "schwach verstärkelte" und
- 2) eine "stark verstärkelte"

Spaltweite der Leiter $b = 100 \mu m$. Die Abtastfrequenz beträgt $f_{abt} = 5 kHz$.

soweit nicht anders erwähnt, - die unter 2) angegebene Sprachprobe verwendet. Zur subjektiven Beurteilung der Übertragungsqualität eignet sie sich wegen ihrer Unnatürlichkeit allerdings nicht.

Sprachsignale können als Realisierung eines stationären stochastischen Prozesses angesehen werden. Dabei hängt die Stationarität, die zur Erzielung reproduzierbarer Meßergebnisse erfüllt sein muß, von der Dauer der betrachteten Sprachprobe ab. Bei den verwendeten Proben hat sich im Hinblick darauf eine Meßdauer von $t_M = 100$ s als ausreichend und praktikabel erwiesen.

Neue, bisher unveröffentlichte Meßergebnisse von GERHÄUSER zeigen, daß beträchtliche sprecherabhängige Unterschiede der statistischen Spracheigenschaften existieren können. Die Wahl repräsentativer Signale ist daher schwierig.

6.2 Die Fehlerverteilungsdichte

Ein MPZ-System ist überlastet, wenn momentan mehr Quellen Übertragungsbedarf aufweisen als Übertragungskanäle zur Verfügung stehen. Diese Betriebsart läßt sich insbesondere bei kleinen Quellenzahlen nicht vollkommen vermeiden. Als Folge treten Fehler in Form unterdrückter Abtastwertdifferenzen auf, die sich im Empfänger zu Signalfehlern akkumulieren können (siehe Abschn. 5.2 und 5.4). Um diese meßtechnisch zu erfassen, müssen die fehlenden Abtastwertdifferenzen in einer digitalen Zusatzschaltung isoliert und beim Auftreten von Fehlerketten aufsummiert werden. Das digital vorliegende Fehlersignal wurde in Klassen der absoluten Breite von 20 mV bzw. 40 mV eingeteilt und die Klassenbelegung mit Digitalzählern registriert. Eine Division dieser auf die Gesamtzahl aller Abtastwerte pro Meßzeit relativierten Ergebnisse durch die Klassenbreite ergibt diskrete Werte der so-

mit gemessenen Verteilungsdichtefunktionen, welche mit Rechenergebnissen des analytischen Modells verglichen werden können. Die Meßdauer beträgt $t_M = 100$ s pro Wert. Bei einer Abtastfrequenz von $f_{abt} = 8$ kHz werden also insgesamt $t_M \cdot f_{abt} = 0,8 \cdot 10^6$ Ereignisse registriert. Für Wahrscheinlichkeitsdichtewerte $< 10^{-4}$ entfallen auf eine Klasse unter Umständen nur noch einzelne Fehlerereignisse, so daß hier durch rasches Ansteigen der Streuungen die Auflösungsgrenze der Meßmethode erreicht wird. Eine Ausweitung auf erheblich kleinere Dichtewerte als 10^{-4} wäre durch Erhöhung der Meßzeit zwar möglich, aber nicht praktikabel.

In den Abbildungen 34 bis 38 sind einige Beispiele von Meß- und Rechenergebnissen für verschiedene Quellen-(N) und Übertragungskanalzahlen (a), jeweils für eine Aktivität von $k = 0,4$ und eine mittlere Varianz der Differenzverteilung $\sigma_D^2 = 1,0 \text{ V}^2$ ($\sigma_A^2 = 2,8^2 \text{ V}^2$) dargestellt. Der Multiplexgewinn ist für konstanten Kanalreduktionsfaktor $R = N/a$ bei steigender Quellenzahl am erheblich rascheren Abfall der Fehlerverteilungsdichtefunktion zu erkennen. Im beträchtlichen Abstand der Funktionen φ und $\emptyset$ äußert sich der Einfluß der Akkumulation durch Fehlerketten. Als Prioritätskriterium dient in den hier gezeigten Fällen der Differenzbetrag aufeinanderfolgender Abtastwerte. Modifikationen dieses Kriteriums können fehlerkettenverkürzend wirken und die Differenz zwischen φ und $\emptyset$ verkleinern. Darauf wird später eingegangen. Die Ergebnisse zeigen, daß das Verhalten der Fehlerverteilungsdichte in MPZ-Systemen durch das analytische Modell hinreichend beschrieben werden kann.

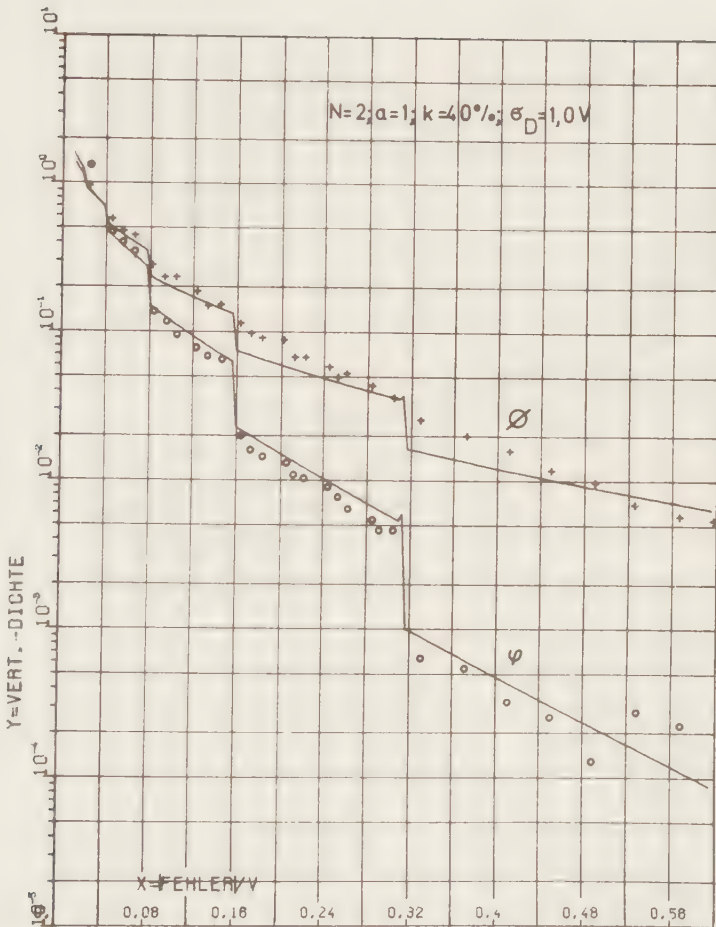


Abb. 34: Gegenüberstellung von Meß- (O,+) und Rechen-
ergebnissen (-) der Wahrscheinlichkeitsdichte-
verteilung von nichtübertragenen Abtastwert-
differenzen (ϕ) und akkumulierten Codierfeh-
lern (δ) in einem MPZ-System mit $N = 2$ Quellen
der Aktivität $k = 40\%$ und $a = 1$ Übertragungs-
kanal. Der Aussteuerungsbereich beträgt ± 5 V.

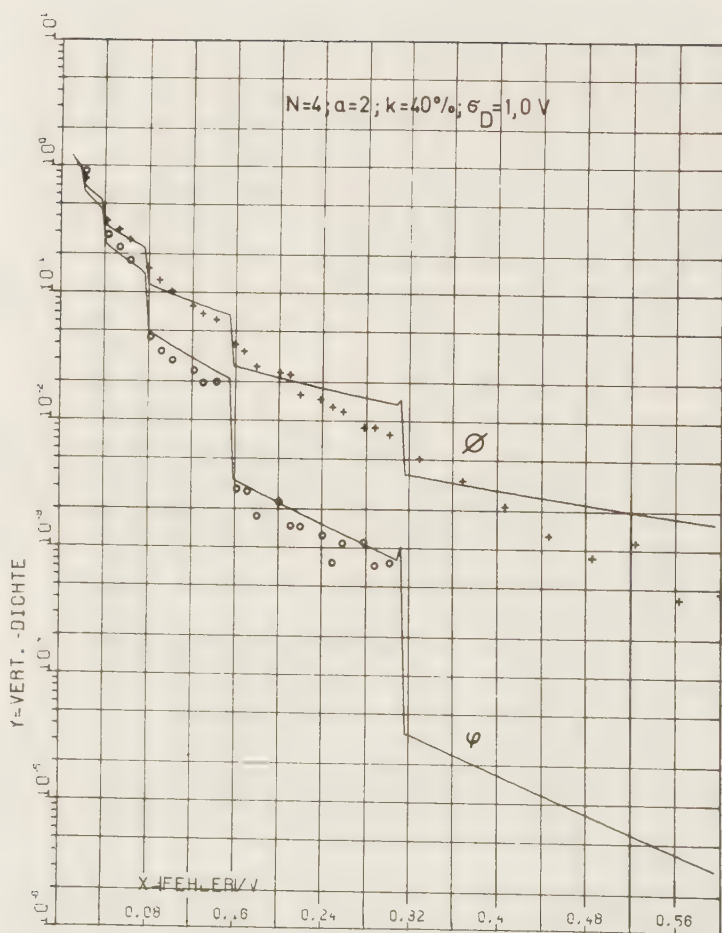


Abb. 35: Gegenüberstellung von Meß- (O,+) und Rechen-
ergebnissen (-) der Wahrscheinlichkeitsdichte-
verteilung von nichtübertragenen Abtastwert-
differenzen (ϕ) und akkumulierten Codierfeh-
lern (ϕ) in einem MPZ-System mit $N = 4$ Quellen
der Aktivität $k = 40\%$ und $a = 2$ Übertragungs-
kanal. Der Aussteuerungsbereich beträgt $\pm 5 V$.

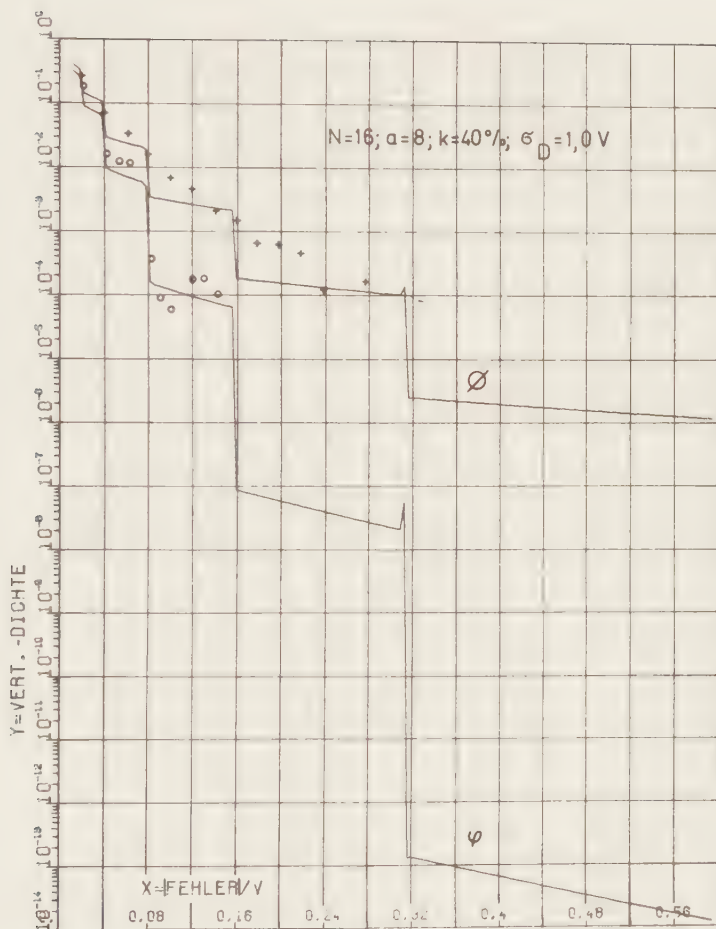


Abb. 36: Gegenüberstellung von Meß- (0,+) und Rechen-
ergebnissen (-) der Wahrscheinlichkeitsdichte-
verteilung von nichtübertragenen Abtastwert-
differenzen () und akkumulierten Codierfeh-
lern (ϕ) in einem MPZ-System mit $N=16$ Quellen
der Aktivität $k=40\%$ und $a=8$ Übertragungs-
kanal. Der Aussteuerungsbereich beträgt $\pm 5 V$.

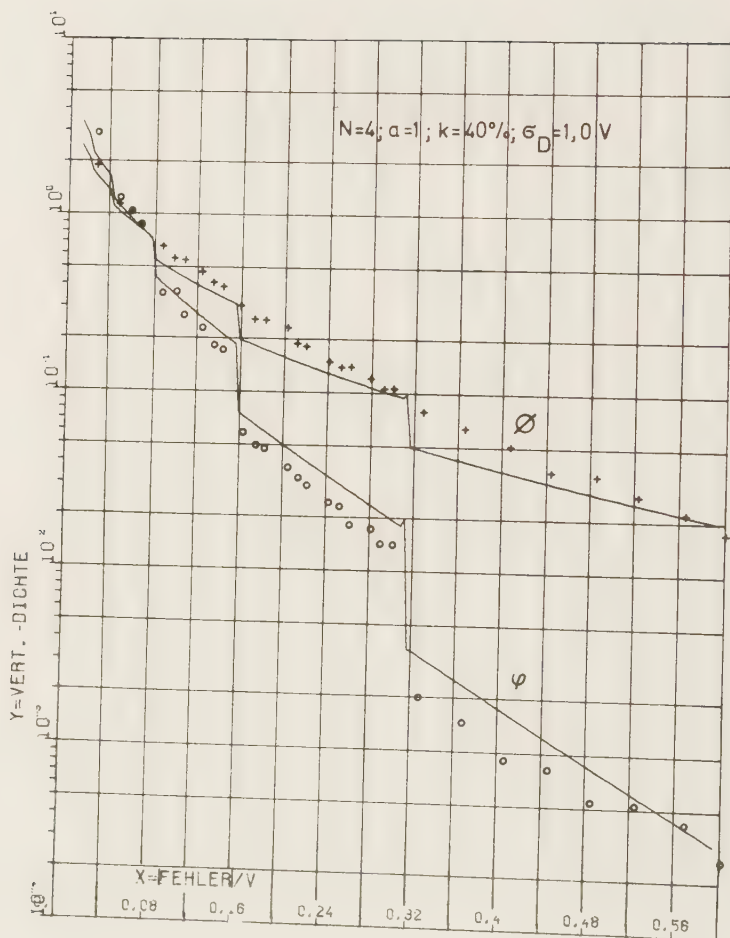


Abb. 37: Gegenüberstellung von Meß- (O,+) und Rechen-
ergebnissen (-) der Wahrscheinlichkeitsdichte-
verteilung von nichtübertragenen Abtastwert-
differenzen (ϕ) und akkumulierten Codierfeh-
lern (ϕ) in einem MPZ-System mit $N = 4$ Quellen
der Aktivität $k = 40\%$ und $a = 1$ Übertragungs-
kanal. Der Aussteuerungsbereich beträgt $\pm 5 \text{ V}$.

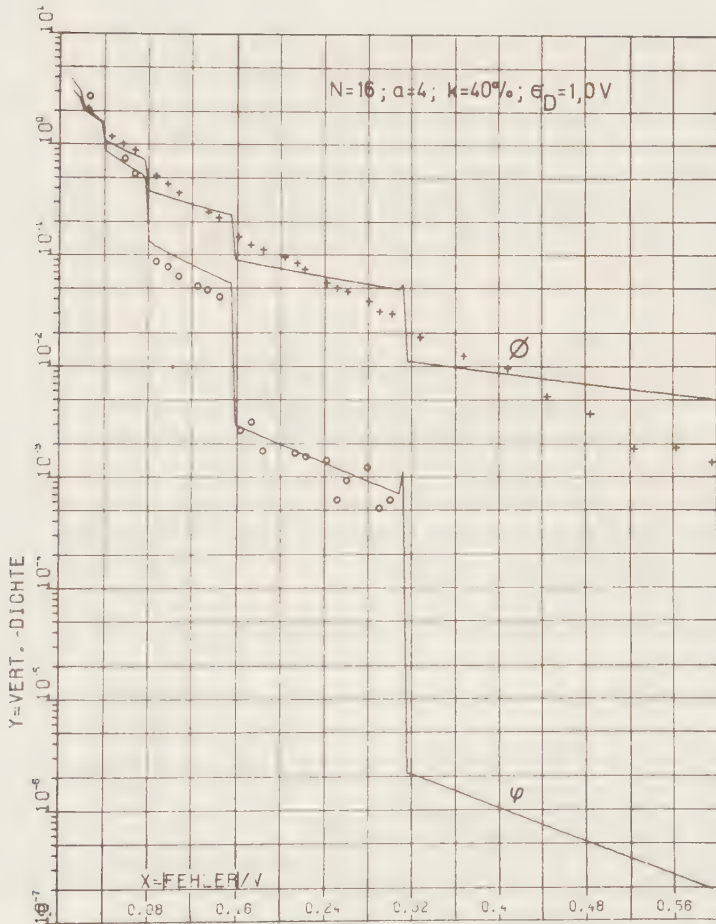


Abb. 38: Gegenüberstellung von Meß- (O,+) und Rechen-
ergebnissen (-) der Wahrscheinlichkeitsdichte-
verteilung von nichtübertragenen Abtastwert-
differenzen (ϕ) und akkumulierten Codierfeh-
lern (ϕ) in einem MPZ-System mit $N = 16$ Quellen
der Aktivität $k = 40\%$ und $a = 4$ Übertragungs-
kanal. Der Aussteuerungsbereich beträgt ± 5 V.

6.3 Der Rauschabstand

Als objektiv meßbares Kriterium für die Codiereigenschaften redundanzreduzierender Sprachübertragungsverfahren kommt dem Rauschabstand (SNR) große Bedeutung zu. Einschränkung muß allerdings erwähnt werden, daß die subjektive Störung, die der Mensch als Nachrichtensenke empfindet, nicht notwendigerweise mit der gemessenen Störleistung korreliert. Auf diese Problematik wird in Abschnitt 6.9 näher eingegangen.

Die Angabe des SNR läßt jedoch den objektiven Vergleich verschiedener Codierverfahren zu und dient darüber hinaus häufig zur Bestimmung von Störleistungsgrenzen, ab denen auch subjektiv keine Beeinträchtigung der Übertragungsqualität mehr wahrnehmbar ist. Ein Beispiel hierfür ist der Verlauf des SNR über dem Signalpegel nach einem CCITT-Vorschlag. Die Wahrnehmbarkeitsgrenze liegt demzufolge bei ca. SNR = 30 dB [41].

Die Messung des Störabstandes wird als $SNR = 10 \log \bar{S}/\bar{N}$ durchgeführt, d.h. die mittlere Signalleistung ($\bar{S}$) und die mittlere Störleistung ($\bar{N}$) werden getrennt ermittelt und ins Verhältnis gesetzt. Das Nutzsignal ($\bar{S}$) liegt bereits in analoger Form vor, $\bar{N}$ steht isoliert zur Messung der Fehlerverteilungsdichte in digitaler Form zur Verfügung und muß noch analoggewandelt werden. Die analoge Verarbeitung wurde hier vorgezogen, weil damit RMS-Moduln (Root Mean Square) zur Effektivwertbildung herangezogen werden können. Die Meßapparatur ist in Abbildung 39 anhand des Blockschaltbildes dargestellt. Sie verwirklicht die Operation (A):

$$A = \frac{V^2}{t_M} \sum_{i=1}^M \int_{T_{i-1}}^{T_i} f^2(t) dt, \text{ mit}$$

$$\sum_{i=1}^M (T_i - T_{i-1}) = t_M ; \quad V = \text{Verstärkung des Vorverstärkers}$$

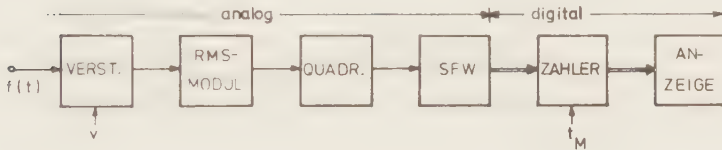


Abb.: 39: Meßanordnung zur Bestimmung der über den Zeitraum t_M gemittelten Leistung des Signals $f(t)$. (RMS = Root Mean Square; SFW = Spannungs-Frequenz-Wandler).

Eine zeitkonstantenfreie Mittelwertbildung kann über wählbare Meßzeiträume t_M durch Spannungs-Frequenz-Wandlung (SFW) und anschließende digitale Zählung verwirklicht werden. Durch den Vorverstärker läßt sich eine Dynamik der Meßapparat-ur von 60 dB mit einem relativen Fehler $< 5\%$ erreichen. In Gesprächspausen kann durch eine Zusatzeinrichtung die Messung unterbunden werden, weil dort die Ermittlung des SNR nicht sinnvoll erscheint.

Gemessen wurden Werte für den Rauschabstand bei einer Aktivität $k = 40\%$, Kanalreduktionsfaktoren von $R = 2, 3, 4$ und für Quellenzahlen $N \in [2, 16]$. Die Ergebnisse, die sich reproduzieren lassen, sind zusammen mit den gerechneten Werten in Abbildung 40 dargestellt. Als Prioritätsklassenkriterium dient der Differenzbetrag aufeinanderfolgender Abtastwerte.

Bei der realistisch angenommenen Aktivität von $k = 40\%$ lassen sich mittlere Rauschabstände von über 30 dB beim Kanalreduktionsfaktor $R = 2$ bereits für $N > 8$ erzielen,

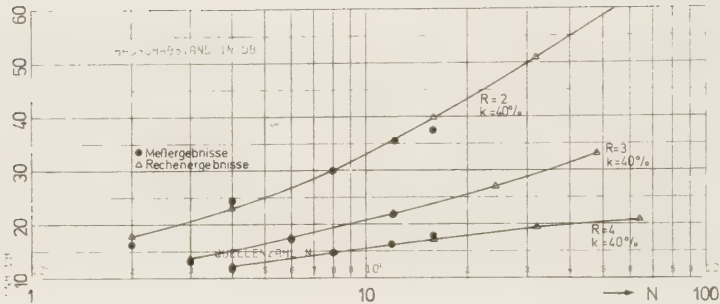


Abb. 40: Gegenüberstellung von Meß- und Rechenergebnissen für den durch Codierfehler in MPZ-Systemen verursachten Rauschabstand (SNR/dB) als Funktion der Quellenzahl N. Parameter ist der Kanalreduktionsfaktor $R = \text{Quellenzahl} / \text{Übertragungskanalzahl}$ bei einer Quellenaktivität von $k = 40\%$. Die Meßdauer beträgt $t_M = 100$ s pro Wert.

wogegen bei $R = 3$ etwa $N \geq 35$ Quellen erforderlich sind. Noch höhere Reduktionsfaktoren (z.B. $R = 4$) verursachen unter den angegebenen Voraussetzungen bei $k = 40\%$ Systemüberlastungen, die trotz steigender Quellenzahl keine genügende Übertragungsqualität mehr zulassen (Auslastungsgrad = 160 %). Dabei entspräche der Fall $R = 3$ einem Datenfluß von $(\frac{8}{3} + 1) \frac{\text{bit}}{\text{AW}} \approx 3,7 \text{ bit/AW}$ pro Quelle, bei Quantisierung nach der näherungsweise logarithmischen 13-Segmentkennlinie und 1 bit/AW Zusatzinformation für die Quellkennzeichnung. Gegenüber herkömmlicher PCM mit 8 bit/AW entspricht das einem Datenkompressionsfaktor von $K = \frac{8}{3,7} = 2,16$.

Weitere Verbesserungen dieser Werte lassen sich durch eine Reihe von Maßnahmen erreichen, die in den folgenden Abschnitten untersucht werden.

Wie die Messungen zeigen, kann das analytische Modell auch das Verhalten von MPZ-Systemen hinsichtlich des Störabstandes ausreichend genau beschreiben. Systematische Abweichungen sind hier nicht erkennbar.

6.4 Optimierung der Prioritätsklassenstrategie

In diesem Abschnitt werden die Wahl optimaler Prioritätskriterien im Hinblick auf minimale Codierfehlerleistung und die Wahl günstiger Prioritätsklassenzahlen untersucht.

Im bisher durch Messungen belegten Sprachinterpolations-system wird als Prioritätsklassenkriterium der Differenzbetrag aufeinanderfolgender Abtastwerte herangezogen. Das Auftreten langer Fehlerketten bewirkt im Empfänger eine Fehlerakkumulation, die eine erhebliche Vergrößerung der Signalfehler zur Folge hat. Dies wird deutlich am Unterschied zwischen der Verteilungsdichte nichtübertragener Signaldifferenzen (φ) und der Fehlerverteilungsdichte ($\emptyset$). Damit bieten sich Ansatzpunkte zur Systemoptimierung durch Einführen fehlerkettenverkürzender Maßnahmen. Hierfür sind zwei Verfahren denkbar, die beide in Modifikationen des bisherigen Prioritätsklassenkriteriums bestehen:

- 1) Zur Prioritätsklassenermittlung wird statt des Differenzbetrages aufeinanderfolgender Abtastwerte derjenige zwischen zuletztgesendetem und dem jeweils aktuellen Abtastwert verwendet. Beim Auftreten von Fehlerketten wird dadurch im Mittel eine Erhöhung der Priorität bewirkt, weil die entsprechende Differenz wegen geringer werdender Korrelation ansteigt.
- 2) Nach Auftreten eines Einzelfehlers wird die Priorität automatisch um eine vorgebbare Anzahl von Klassen (APRKL) angehoben.

Wegen der engeren Bindung an die Signaleigenschaften läßt Maßnahme 1) einen höheren Gewinn erwarten.

Die Grenze im Rauschabstand, die sich durch Optimierung des Prioritätsklassenkriteriums maximal erreichen läßt, kann am analytischen Modell berechnet werden. Sie liegt beim Wert des 2. Momentes über der Verteilungsdichte nicht-übertragener Signaldifferenzen, weil dabei nur Einzelfehler berücksichtigt werden. Das Rechenergebnis dafür ist in Abbildung 41 bei einer Aktivität von $k = 40\%$ und $R = 2$ demjenigen für akkumulierte Fehler gegenübergestellt.

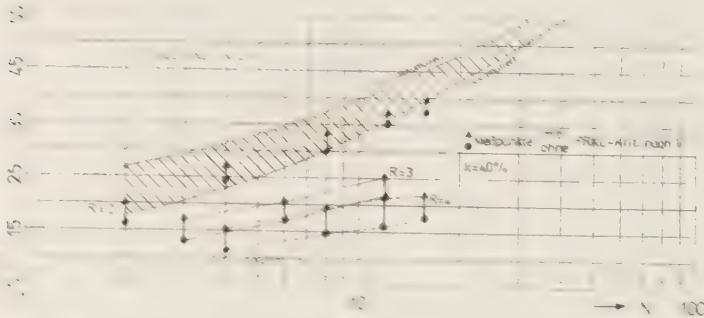


Abb. 41: Gegenüberstellung von Meß- und Rechenergebnissen für den durch Codierfehler in MPZ-Systemen verursachten Rauschabstand (SNR/dB) als Funktion der Quellenzahl N . Als Prioritätsklassenkriterium dienen:

- 1) Die Differenz zwischen aktuellem und zuletzt gesendetem Abtastwert.
- 2) Die Differenz aufeinanderfolgender Abtastwerte.

Für den Kanalreduktionsfaktor $R = N/a = 2$ ist der durch Optimierung des Prioritätsklassenkriteriums maximal ausnutzbare Bereich schraffiert eingezeichnet. Die Meßdauer beträgt $t_M = 100$ s pro Wert.

Der Spielraum, den eine Optimierung des Prioritätsklassenkriteriums maximal zuläßt, ist schraffiert eingetragen. Für Quellenzahlen $N > 4$ umfaßt er ca. 10 dB und bei $N > 20$ nur noch etwa 5 dB. Dieser Rückgang ist darauf zurückzuführen, daß bei steigender Quellenzahl die Fehlerkettenlängen ohnehin rapide abnehmen, so daß fehlerkettenverkürzende Maßnahmen nicht mehr so stark greifen.

In der Praxis ist zu erwarten, daß der dargestellte Spielraum nicht voll ausgenutzt werden kann. Das wird an den in Abbildung 41 eingezeichneten Meßpunkten für das Prioritätsklassenkriterium nach 1) deutlich. Die einzelnen und gemittelten Gewinne (dB) für die Reduktionsfaktoren $R = 2, 3, 4$ sind in Tabelle 9 angegeben.

R \ N	SNR-Gewinn in dB						Mittlerer Gewinn/dB	
	2	3	4	6	8	12		16
2	3,5		2,4		2,8	1,4	2,0	2,4
3		4,0		3,3		3,2		3,5
4			3,5		4,4	5,3	4,4	4,4

Tab. 9: Einzel- und Mittelwerte für die Gewinne im SNR/dB, die beim Übergang von der Differenz aufeinanderfolgender Abtastwerte zur Differenz zwischen aktuellem und zuletzt gesendetem Abtastwert als Prioritätsklassenkriterium erzielbar sind. Die Aktivität beträgt $k = 40 \%$ und die Meßdauer $t_M = 100$ s pro Wert.

Insbesondere wird deutlich, daß bei gleichbleibender Übertragungsqualität durch Einführen des Prioritätsklassenkriteriums nach 1) der Kanalreduktionsfaktor von $R = 3$ auf $R = 4$ erhöht werden kann. Der akustische Vergleich zeigt darüber hinaus eine durch diese Maßnahme gleichmäßiger verteilte Störung, die daher weniger auffällt.

Die mit der zweiten fehlerkettenverkürzenden Maßnahme erzielten Gewinne im Rauschabstand sind in Tabelle 10 für $N = 16$ Quellen bei $R = 2$ und 4 aufgeführt. Bezugswert ist jeweils der SNR-Wert für $APRKL = 0$.

		SNR-Gewinn in dB APRKL							
N	a	0	1	2	3	4	5	6	7
16	4	0	1,8	2,9	2,4	1,3	-0,1	-2,4	-2,6
16	8	0	2,1	3,2	3,5	3,4	2,9	2,0	0,6

Tab. 10: Gemessener SNR-Gewinn in Abhängigkeit von der Anzahl der im Fehlerfalle angehobenen Prioritätsklassen (APRKL). Es handelt sich jeweils um Mittelwerte an zwei verschiedenen Quellen. Die Aktivität beträgt $k = 40\%$ und die Meßdauer $t_M = 100$ s pro Wert.

Demzufolge wird bei steigender Anzahl der im Fehlerfalle angehobenen Prioritätsklassen (APRKL) auch der erreichbare Gewinn bei $APRKL = 2-3$ um ca. 3 dB größer. Bei weiter erhöhten APRKL fällt der Gewinn jedoch wieder ab, die theoretisch mögliche Verbesserung wird auch hierbei nicht erreicht (3,5 dB statt 6 dB). Das hat folgenden Grund: Bei sehr hohen Werten der APRKL wird der Übertragungsbedarf nicht mehr hauptsächlich durch die eigentliche Signaldifferenz bestimmt, sondern nur noch davon, ob die zuvor ermittelte Abtastwertdifferenz zur Sendung ausreichte oder nicht. Im Grenzfall führt das dazu, daß nach jedem unterdrückten relevanten Abtastwert - besonders also bei ursprünglich kleiner Priorität - auf alle Fälle eine Übertragung stattfindet. Damit wird die Prioritätsklasseneinteilung, die sich sehr positiv auf den Störabstand auswirkt, unterlaufen und praktisch nur noch jeder zweite Ab-

tastwert übertragen. Dieser-Fall entspricht einer Unterabtastung, mit den dadurch verursachten spektralen Störungen, die auch subjektiv als sehr unangenehm empfunden werden.

Wird zusätzlich zur unter 2) angegebenen Maßnahme auch die unter 1) angewandt, ergibt sich nur noch ein gemessener Gewinnanstieg gegenüber Tabelle 8 von 0,3 dB für $R = 4$ und 0,7 dB für $R = 2$, in beiden Fällen für $APRKL = 1$. Die beiden Verfahren harmonisieren offensichtlich nicht miteinander.

Zusammenfassend kann hierzu festgestellt werden, daß bei Hinzunahme des zuletztgesendeten Abtastwertes für die Prioritätsklassenermittlung und eine Erhöhung der Klasse um $APRKL = 1$ im Fehlerfalle SNR-Gewinne von ca. 3-4,5 dB erreichbar sind. Eine gleichmäßigere zeitliche Verteilung der Störungen wirkt sich darüber hinaus subjektiv günstig aus.

In Abschnitt 3.2.1 wurde bereits erläutert, daß bei dem momentan gewählten Prioritätskriterium stark ausgesteuerte Quellen gegenüber schwach ausgesteuerten im Mittel bevorzugt werden. Um dies zu vermeiden, soll die zu klassifizierende Differenz D zusätzlich auf die Signalmomentanwerte $|A| + |B|$ normiert werden. Gleichzeitig wird eine variable Schwelle für die Signalmomentanwerte eingeführt, unterhalb derer keine Division stattfindet, damit eine hohe Priorisierung bereits kleinster Rauschsignale unterbleibt. Dabei sind die Schwellenwerte ebenso wie die Prioritätsklassen exponentiell gestuft.

Wie diese Maßnahmen auf die Codierung unterschiedlich stark ausgesteuerter Quellen einwirken, wurde meßtechnisch untersucht. Für das Beispiel zweier Quellen, wobei der mittlere Signaleffektivwert der Quelle 2 den der Quelle 1 um den

Faktor 2 überwiegt, sind die erzielten Störabstände ohne und mit Division durch die Signalmomentanwerte in Tabelle 11 dargestellt.

	SNR/dB mit Division ab Schwelle:										SNR/dB ohne Division
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	
Quelle 1	12,4	12,4	12,6	13,0	13,4	14,3	14,9	14,6	15,8	15,8	15,9
Nr. 2	14,8	14,8	15,3	15,8	17,6	19,1	20,7	20,9	22,6	23,1	23,1
LSNR, dB	2,1	2,4	2,7	2,8	4,2	4,8	5,8	6,3	6,8	7,3	7,2

Tab. 11: Gegenüberstellung des bei Sprachsignalen erreichten Störabstands SNR/dB für eine Prioritätsklassenermittlung mit und ohne Division durch Signalmomentanwerte. Dabei wird die Division erst wirksam, wenn die Signalwerte eine variable Schwelle überschreiten.

Diese Ergebnisse zeigen zwei grundsätzliche Effekte der Division durch den Signalmomentanwert:

- 1) Die gewünschte Gleichstellung stark und schwach gesteuerter Signalquellen hinsichtlich ihres Störabstandes wird durch die Division annähernd erreicht, denn die ursprüngliche SNR-Differenz von 7,2 dB kann dadurch bis auf 2,1 dB reduziert werden.
- 2) Als zweiter Effekt ist jedoch ein deutlicher Rückgang des mittleren Rauschabstandes erkennbar, der durch die Division verursacht wird. Liegt die Schwelle beispielsweise bei 2, beträgt er 5,6 dB. Der Grund liegt darin, daß große und kleine Signaldifferenzen bei entsprechenden Signalamplituden einer Quelle gleich priorisiert werden können, daß aber beim Weg-

fall der großen Differenz die Störleistung stark zunimmt: Die Division wirkt sich bei der Betrachtung der Quellenschar günstig, aber bei Betrachtung einer Einzelquelle ungünstig aus. In der beschriebenen Form ist die Normierung auf Signalmomentanwerte also nicht sinnvoll.

Bessere Ergebnisse lassen sich bei Normierung der zur Berechnung der Prioritätsklassen erforderlichen Signaldifferenz $|A - B|$ auf längerfristig gemittelte Signaleffektivwerte erzielen. Diese lassen sich in digitaler Form an einer Normierungsschnittstelle (siehe Abbildung 13) einspeisen. Bei der folgenden Messung wurde diese Information für 2 Quellen entsprechend deren Signaleffektivwerten per Schalter fest eingestellt. Die Ergebnisse für die Rauschabstände mit und ohne Normierung auf die Signaleffektivwerte sind in Tabelle 12 zusammengefaßt. Dabei wies Quelle 2 gegenüber Quelle 1 den doppelten mittleren Signaleffektivwert auf. Beide Quellen wurden auf 1 Kanal übertragen ($R = 2$).

		Effektivwert-Normierung	
		ohne	mit
SNR/dB	Quelle 1	15,6	19,3
	Quelle 2	23,2	19,7

Tab. 12: Gemessene Rauschabstände (SNR/dB) für 2 Quellen, von denen Quelle 2 doppelt so hoch ausgesteuert ist wie Quelle 1, ohne und mit Normierung der zur Prioritätsklassenberechnung verwandten Signaldifferenz auf einen langfristig gemittelten Signaleffektivwert.

Die stärker ausgesteuerte Quelle 2 wird ohne Normierung im Mittel höher priorisiert. Ihr Rauschabstand liegt damit gegenüber Quelle 1 um 7,6 dB höher. Bei eingeschalteter Normierung wird der Rauschabstand von Quelle 2 abgesenkt und der der Quelle 1 um den gleichen Wert angehoben und damit ein Ausgleich erzielt.

Bei Anwendung der hier beschriebenen Technik kann es von Vorteil sein, die der Normierung zugrundeliegende Division weniger stark gequantelt, als in Abschnitt 4.1 dargestellt, durchzuführen.

Die Klassifizierung des Übertragungsbedarfs in Prioritätsklassen hat sich als wirkungsvolle Maßnahme zur Reduzierung der in MPZ-Systemen induzierten Störleistung erwiesen (siehe Abschnitt 5.2, Abbildung 23). Die Hardware-Implementierung ist für $Z = 12$ Klassen mit besonders geringem Aufwand verbunden. Unter Beibehaltung exponentiell ansteigender Klassenbreiten (siehe Abschnitt 3.2.1) lassen höhere Klassenzahlen eine feinere Differenzierung des Übertragungsbedarfs und damit einen Gewinn erwarten. Der Preis dafür besteht im erhöhten Rechenaufwand bei der Klassifizierung.

Das analytische Modell läßt eine Ermittlung des durch Klassenzahlvariation zu erwartenden Gewinns ohne aufwendige Hardware-Modifikationen zu. Die Rechenergebnisse für 3 verschiedene MPZ-Systeme sind in Abbildung 42 dargestellt. Der Rückgang bis auf $Z = 2$ hat Anstiege der Störleistung bis 17 dB zur Folge, die sich für $Z = 1$, also ohne jegliche Prioritätsklasseneinteilung noch weiter erhöht. Ein Gewinn dieser Größe ergibt sich beim MPZ-Verfahren gegenüber solchen ohne Unterscheidung der momentanen Größe des Übertragungsbedarfs, z.B. das SPEC-Verfahren in seiner ursprünglichen Version. Dagegen bringt ein Anwachsen auf $Z = 128$ Prioritätsklassen lediglich Gewinne von 2-3 dB mit sich,

die mit weiter steigender Zahl Z nur noch unwesentlich zunehmen, sich aber erforderlichenfalls bereits für $Z = 24$ fast vollkommen ausschöpfen lassen. Die Wahl von $Z = 12$ kann jedoch als sinnvoller Kompromiß zwischen Gewinn und erforderlichlichem Aufwand nachträglich gerechtfertigt werden.

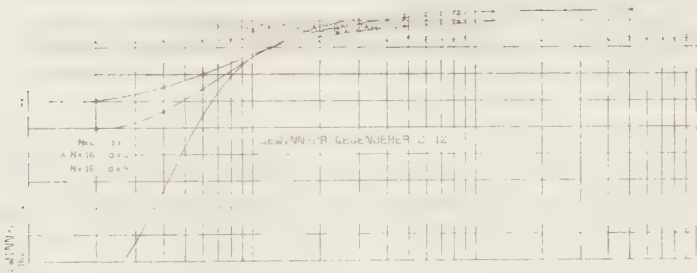


Abb. 42: Durch Verwendung von Z Prioritätsklassen in MPZ-Systemen erzielbarer berechneter Gewinn im Rauschabstand gegenüber $Z = 12$.

In diesem Abschnitt wurden verschiedene Gesichtspunkte zur Wahl des Prioritätsklassenkriteriums untersucht, die sich wie folgt zusammenfassen lassen:

- 1) Eine Klassifizierung des Übertragungsbedarfs ist notwendig.
- 2) Die Beschränkung auf $Z = 12$, höchstens jedoch 24 Klassen stellt einen sinnvollen Kompromiß zwischen Gewinn und erforderlichlichem Hardware-Aufwand dar.
- 3) Als Maß für den Übertragungsbedarf dient der Differenzbetrag zwischen zuletztgesendetem (A) und aktuellem (B) Abtastwert $|A - B|$.
- 4) Der Differenzbetrag $|A - B|$ wird auf langfristig gemittelte Signaleffektivwerte normiert, um

systematische Bevorzugungen stark ausgesteuerter Quellen zu vermeiden.

Die Verwirklichung dieses Katalogs stellt momentan eine optimale Lösung für das Prioritätsklassenkriterium dar.

6.5 Streuungen im Störabstand

In Abhängigkeit vom momentanen Überlastungsgrad eines Sprachinterpolationssystems streuen die Werte des Störabstandes um ihren Erwartungswert. Dabei kann das Unterschreiten des Mittelwertes zu hörbaren Beeinträchtigungen der Übertragungsqualität führen. Soll dieser Fall vermieden werden, ist der Mittelwert in Abhängigkeit von der Streuung nach höheren Werten zu verlagern. Die Höhe der Streuung sollte daher bekannt sein. Elementare Berechnungsverfahren dafür, z.B. über die momentane Häufung von unterdrückten relevanten Abtastwerten, scheitern wegen der statistischen Signalabhängigkeiten sowohl in Zeit- als auch in Scharrichtung. Eine prinzipielle Möglichkeit zur Berechnung der Streuungen im SNR besteht aber in der Verwendung der vom BREHM und WOLF formulierten n-dimensionalen Amplitudenverteilungsdichte des Sprachsignal-Modellprozesses K_0 [8]. Sie erscheint jedoch sehr aufwendig. Eine Beschränkung auf Messungen scheint hier sinnvoll. Dazu ist das logarithmierte Signal-Störverhältnis erforderlich, das in der folgenden Meßschaltung ermittelt wird (Abbildung 43).

In zwei RMS-Moduln werden die Nutz- und Störsignaleffektivwerte bestimmt und im Logarithmierbaustein der Störabstand errechnet, der positive oder negative Werte annehmen kann. In einem Präzisionsgleichrichter wird daraus Betrag und Vorzeichen gebildet. Die Mittelwertbildung

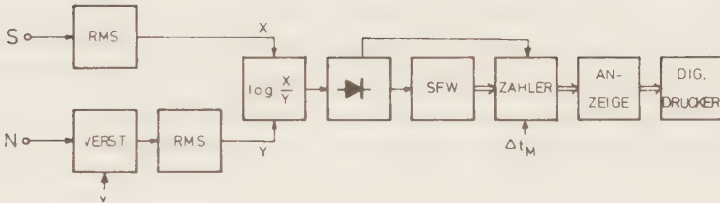


Abb. 43: Meßanordnung zur Bestimmung und Registrierung des während Meßzyklen der Dauer Δt_M gemittelten Signal-Rauschabstands.

über wählbare Meßzeiträume Δt_M geschieht zeitkonstantenfrei durch Spannungs-Frequenz-Wandlung (SFW) und anschließende digitale Zählung. Da zur Streuungsmessung kurze Meßintervalle Δt_M gewählt werden müssen, wird die daher große Zahl anfallender Daten von einem Digitaldrucker registriert.

Da die Streuung des SNR von der Größe des Meßintervalls Δt_M abhängt, ist dieses unter Beachtung hörphysiologischer Kriterien zu wählen. Die in MPZ-Systemen auftretenden Störungen haben einen etwa rauschimpulsähnlichen Charakter. Damit lassen sich bereits veröffentlichte Ergebnisse [72] für die Mithörschwelle von Rauschimpulsen bei Verdeckung durch gleichmäßig verdeckendes Rauschen zur Abschätzung der erforderlichen Meßzeit heranziehen. Es wird von der Tatsache Gebrauch gemacht, daß sehr kurze Rauschimpulse durch das Nutzsignal vollkommen verdeckt, also unhörbar werden.

Bei Sprachsignalen liegt das Differenzsignal, aus dem sich die Störimpulse rekrutieren, um 5-10 dB unter dem Nutzsignalpegel. Hierfür findet man in Abbildung 44 an der Hörschwelle eine Impulsdauer von $t_1 \approx 100$ ms. Eine

Meßdauer $\Delta t_M < t_i$ erscheint daher nicht sinnvoll, weil dann die gemessene zeitliche Auflösung vom Ohr nicht nachvollzogen werden kann. Weitere, damit etwa in Übereinstimmung stehende Hinweise auf die Impulsdauerbewertung durch das menschliche Ohr sind den für Meßzwecke standardisierten Zeitkonstanten τ zu entnehmen:

- 1) DIN-Zeitbewertung $\tau = 200$ ms
- 2) Zeitbewertung nach einem Vorschlag von BBC:
 $\tau = 100$ ms [61].

Die Mittelungsmeßdauer wird daher zu $\Delta t_M = 100$ ms gewählt.

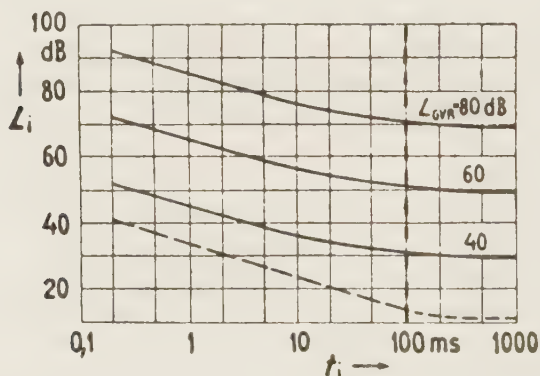


Abb. 44: Mithörschwellen L_i von Impulsen aus gleichmäßig anregendem Rauschen, verdeckt durch gleichmäßig verdeckendes Rauschen, als Funktion der Impulsdauer t_i (gestrichelt: Ruheshörschwelle) Entnommen aus [72]).

Die zeitliche Struktur der beiden zu Meßzwecken verwendeten Sprachproben (SP 1, SP 2) wurde bereits in den Abbildungen 31 und 32 dargestellt. Die Werte der mittleren

Pausen- und Sprachblocklängen sind hierfür in Tabelle 13 zusammen mit solchen dargestellt (SP 3-5), die von echten Telefongesprächen stammen [5, 6, 32].

Sprachprobe Nr.	SP 1	SP 2	SP 3	SP 4	SP 5
Mittlere Sprachblocklänge/ms	30	630	1300	1344	1366
Mittlere Pausenblocklänge/ms	43	586	÷	1670	1802

Tab. 13: Zusammenstellung der Sprach- und Pausenblocklängen für verschiedene Sprachproben. SP 1 und SP 2 wurden zu Meßzwecken im MPZ-System benutzt. SP 3 ... SP 5 sind echte Telefongespräche, deren Daten der Literatur entnommen wurden.

Die zeitliche Quantelung der Original-Telefongespräche ist etwa doppelt so grob wie bei der Sprachprobe SP 2 und diese ca. 17-fach so grob wie SP 1. Aus Streuungsmessungen an SP 1 und SP 2 mit zwei verschiedenen Meßintervallen läßt sich eine grobe Schätzung der Streuverhältnisse bei Telefonsprache gewinnen.

Zunächst wurde an SP 1 eine Messung mit $\Delta t_M = 0,1$ s durchgeführt, dann an SP 2 eine mit $\Delta t_M = 1$ s. Die Ergebnisse sind als Standardabweichungen s in Tabelle 14 zusammengefaßt. Daraus läßt sich näherungsweise folgern, daß die Größe der Streuung unabhängig von Änderungen der Sprach- bzw. Pausenblocklängen ist, sobald die Meßintervalle ebenfalls im gleichen Verhältnis geändert werden.

Diese Feststellung gestattet eine Abschätzung der bei Telefongesprächen zu erwartenden Werte von s für eine Meßintervalldauer $\Delta t_M = 0,2$ s (sie entsprechen nämlich etwa denen für $\Delta t_M = 0,1$ s bei SP 2). Beim Übergang von $\Delta t_M = 0,2$ s auf $\Delta t_M = 0,1$ s vergrößert sich die Streuung wegen der

statistischen Signalbindungen jedoch nicht gemäß dem aus der Statistik bekannten Wurzelgesetz, sondern weit weniger; denn wie die Messung an SP 2 zeigt, erhöht sich s nur ca. auf den doppelten Wert, wenn Δt_M um den Faktor 10 abfällt, also etwa ein Einfluß nach der 3. Wurzel.

Quelle	Δt_M	N	a	s / dB
SP 1	0,1s	4	2	5,9
		4	1	4,5
		3	1	4,0
SP 2	1,0s	4	2	6,5
		4	1	6,4
		3	1	4,6
	0,1s	4	2	14,2
		4	1	11,3
		3	1	9,1

Tab. 14: Gemessene Werte für die Standardabweichung s des SNR bei unterschiedlicher Quellen-(N) und Kanalzahl (a), sowie verschiedenen Meßintervalllängen Δt_M . Als Signale dienen die in Tab. 13 beschriebenen Sprachproben SP 1 und SP 2.
Die Meßdauer beträgt $t_M = 150$ s pro Wert.

Für die Kanalreduktionsfaktoren $R = 2, 3, 4$ wurden nun am MPZ-Aufbau Mittelwerte ($\bar{x}$) und Standardabweichungen (s) der Störabstände an SP 1 (wegen Verzögerungsmethode!) gemessen. Die Ergebnisse sind bereits Mittelwerte aus jeweils 4 Quellen. Die Meßdauer betrug $t_M = 400$ s pro Wert und die Zeitauflösung $\Delta t_M = 0,1$ s (Tab. 15). Die hier nach der Meßmethode $\left(\frac{\bar{s}}{N}\right)$ gemessenen SNR-Werte decken sich annähernd

mit den früher gemäß $\frac{\bar{s}}{N}$ gemessenen. Lediglich für $N = 16$, $a = 8$ resultiert ein meßsystematisch bedingter zu niedriger Wert.

Weiterhin konnte nachgewiesen werden, daß die SNR-Einzelwerte einer Gaußverteilung genügen.

	R				2				3				4			
	N				2				3				4			
	a				1				2				1			
SNR	$\bar{x}/\text{dB}$	20,4	25,3	31,1	34,8	15,3	20,2	23,2	13,5	16,9	21,2					
	s/dB	5,9	5,9	6,0	6,6	4,5	5,2	6,3	4,0	5,5	5,7					
	$\bar{s}/\text{dB}$			6,1			5,1				6,1					

Tab. 15: Gemessene Mittelwerte ($\bar{x}$) und Standardabweichungen (s) für den erreichten Störabstand SNR bei Sprachprobe SP 1. Die Meßdauer beträgt $t_M = 400$ s pro Wert und die zeitliche Auflösung $\Delta t_M = 0,1$ s.

Die mittlere Streuung nimmt also mit steigendem $\overline{\text{SNR}} = \bar{x}$ ebenfalls zu. Der Grund liegt in der Tatsache, daß bei hohem mittlerem SNR das System selten überlastet ist und daher häufig auch SNR-Werte an der oberen Meßgrenze auftreten, die die Streuung vergrößern.

Die hier gewonnene Abschätzung für das Streuverhalten des Rauschabstandes bei Telefongesprächen ist in Abbildung 45 in den berechneten SNR-Verlauf über der Quellenzahl für $R = 2$ und 3 anhand der unteren 1 σ -Grenze eingetragen.

Diese wird mit einer Wahrscheinlichkeit von 84 % überschritten. Die obere 1 σ -Grenze ist hier nicht relevant.

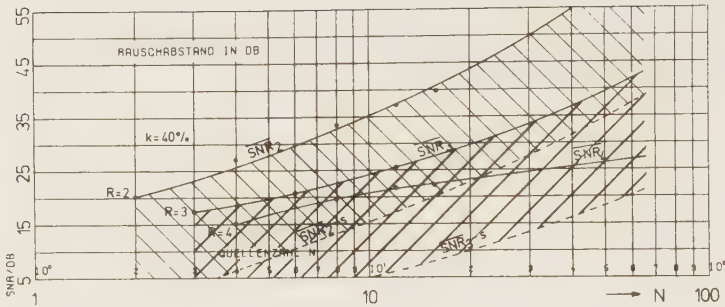


Abb. 45: Ergebnisse einer Abschätzung für das Streuverhalten des durch MPZ-Systeme verursachten Rauschabstandes (SNR/dB). Die unteren 1 σ -Streugrenzen der gemessenen (•) SNR-Werte sind für Kanalreduktionsfaktoren $R = N/a = 2; 3$ gestrichelt eingetragen.

Unter der Voraussetzung, daß bei der zeitlichen Struktur, wie sie bei echten Telefongesprächen existiert, auch die untere Streugrenze bei $SNR \approx 30$ dB liegt und damit praktisch keinerlei Störungen hörbar werden, erfordert für $R = 2$ bereits $N \geq 35$ und für $R = 3$ mehr als 100 Quellen. Die strenge Forderung unhörbarer Qualitätseinbußen führt also bei Multiplexsystemen ohne zusätzliche Quellcodierung und Störsignalfilterung zu einer sehr geringen mittleren Systemauslastung, die unrealistisch ist, und bei bereits untersuchten Systemen (TASI, SPEC, ATIC) daher auch nicht gefordert wurde.

Insgesamt kann die Feststellung getroffen werden, daß für den wirtschaftlich vertretbaren Betrieb eines Sprachinterpolationssystems aufgrund der Störabstandsstreuungen geringgradige Qualitätseinbußen in Kauf genommen werden müssen, die allerdings so klein sein können, daß sie dem unvoreingenommenen Hörer nicht auffallen.

6.6 Der Empfänger-Prädiktor

In Multiplexsystemen können Prädiktoren empfängerseitig Anwendung finden, um die wegen momentaner Systemüberlastung nicht übertragenen Abtastwerte durch ihre Schätzwerte zu ersetzen. Der Nutzen, den diese Maßnahme bieten kann, soll anhand der Abbildung 46 erläutert werden.

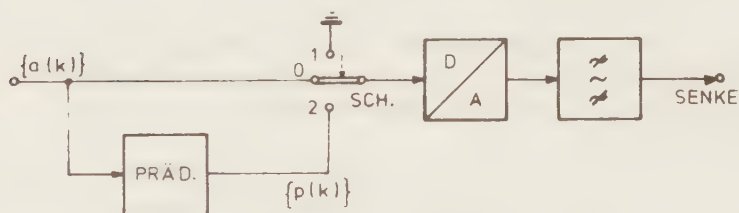


Abb. 46: Anordnung des Empfänger-Prädiktors (PRÄD) in MPZ-Systemen

Die diskretisierte Abtastwertfolge $\{a(k)\}$ bilde das Eingangssignal des Empfängers. Der Schalter SCH. stehe beim Eintreffen jedes Abtastwertes $a(k)$ in Stellung 0. Unterbleibt jedoch die Übertragung eines Abtastwertes, lassen sich verschiedene Reaktionen des Empfängers denken:

- 1) Der Schalter wird in Stellung 1 gebracht. Unterdrückte Abtastwerte erhalten damit den Signalpegel 0. Die dadurch hervorgerufenen Störsignale sind Ausblendungen des Originalsignals mit der Varianz $V\{a(k)\} = \sigma_A^2$.
- 2) Der Schalter wird in Stellung 2 gebracht. Unterdrückte Abtastwerte erhalten Signalpegel, die vom Prädiktor aus der Signalvergangenheit geschätzt

wurden. Der Prädiktor kann ein Signal nur bis auf den Prädiktionsfehler $\{d(k)\} = \{a(k) - p(k)\}$ genau schätzen. Für die Varianzen gilt:
 $V\{d(k)\} = V\{a(k)\} / G$, mit G = Prädiktionsgewinn.
 Die im Empfänger auftretenden Störsignale sind hier also Ausblendungen der Wertefolge $\{d(k)\}$. Deren Varianz und damit die Störleistung ist um den Prädiktorgewinn G kleiner als im Fall 1.

Der erzielbare Prädiktionsgewinn G_i hängt vom Grad i des Prädiktors ab, also von der Anzahl verwerteter zurückliegender Abtastwerte. Angaben darüber finden sich in der Literatur [13, 45].

Durch Speicherung des zuletztgesendeten Abtastwertes im Fehlerfall wurde im vorliegenden MPZ-Empfänger praktisch bereits ein Prädiktor 1. Ordnung verifiziert, der gegenüber 1) die Störsignalleistung um $G_1 \approx 5$ dB reduziert. Die Hinzunahme zweier weiter zurückliegender Abtastwerte durch einen Prädiktor 3. Ordnung läßt darüber hinaus einen SNR-Gewinn von ca. 2 dB erwarten. Dieser soll im geplanten Empfänger-Prädiktor ausgenutzt werden. Dabei ist noch eine bislang unbekannte Gewinneinbuße dadurch zu erwarten, daß beim Auftreten längerer Fehlerketten ($v > 3$) sich der Prädiktor auf von ihm selbst bereits prädiizierte und damit weniger zuverlässige Werte stützen muß. Das erfordert eine rekursive Komponente, die in Abbildung 44 noch nicht eingetragen wurde. Eine Erhöhung des Prädiktorgrades über 3 hinaus erbringt keinen nennenswerten Gewinn mehr.

Das Blockschaltbild des Empfänger-Prädiktors ist in Abbildung 46 gezeigt. Er ist als Zusatzgerät konzipiert und schätzt deshalb aus den am Empfangsort rekonstruierbaren Signaldifferenzen Δ eine geschätzte akkumulierte Differenz $\hat{S}$,

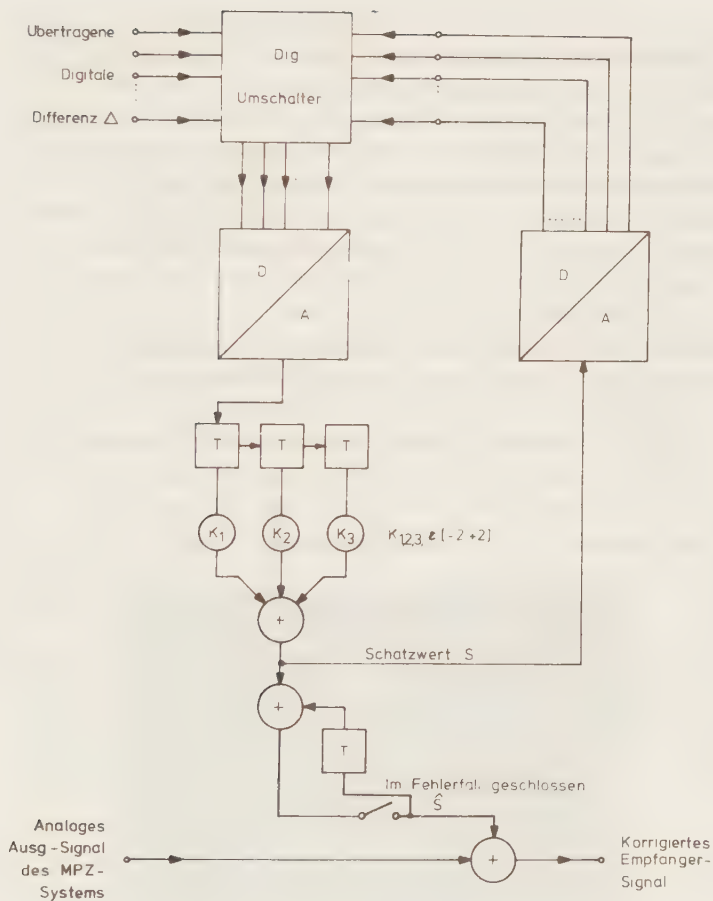


Abb. 47: Blockschaltbild des im MPZ-System einsetzbaren Empfänger-Prädiktors.

die im Fehlerfalle dem ursprünglichen Ausgangssignal des MPZ-Empfängers hinzuaddiert wird. Im gestrichelten Rahmen findet sich die üblicherweise als Prädiktor bezeichnete Transversalfilterstruktur (3. Grades), bei der die Koeffizientenmultiplikation (k_1 , k_2 , k_3) einfachheits- halber analog durch Präzisionspotentiometer durchgeführt wird. Hinzu kommt die bereits erwähnte rekursive Komponente, die im Fehlerfall, d.h. bei fehlender Eingangsdifferenz Δ , deren Schätzwert S zurückführt.

Die Wirkung des Prädiktors wird in Abbildung 48 verdeutlicht. Es handelt sich um Oszillogramme eines im MPZ-Codierer fehlerhaft codierten Sinussignals (a). Ihm sind durch ein konkurrierendes Rauschsignal Abtastwerte entzogen. Im unteren Signal (b) hat der Prädiktor an den gestörten Signalstellen Schätzwerte eingefügt und damit den ungestörten Signalverlauf annähernd rekonstruiert.

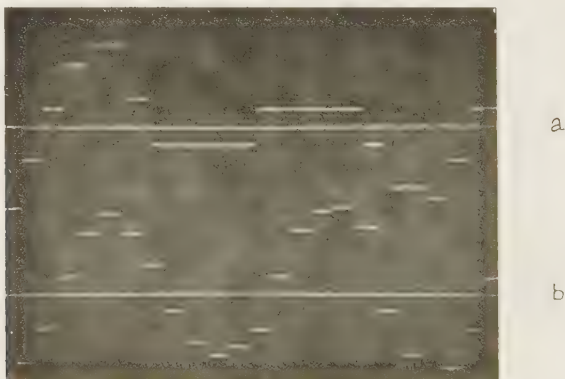


Abb. 48: Zweistrahloszillogramm zur Demonstration der Wirkungsweise des Empfänger-Prädiktors in MPZ-Systemen.

- a) Sinussignal $f = 800$ Hz mit unterdrückten relevanten Abtastwertdifferenzen.
- b) Signal aus a) nach Einfügen von Schätzwerten durch den Empfänger-Prädiktor.

Wegen der großen im Sinussignal enthaltenen Redundanz ist die Wirkung des Prädiktors hier besonders augenfällig.

Die in DPCM-Systemen üblicherweise verwendeten Prädiktoren schätzen absolute Signalwerte, im Gegensatz zum hier beschriebenen Empfänger-Prädiktor, der Signaldifferenzen vorhersagt. Deshalb lassen sich die in der Literatur beschriebenen, für Sprachsignale optimierten Koeffizientensätze nicht verwenden. Sie werden bei Messungen an Sprachsignalen ($t_M = 100$ s) daher nach dem Kriterium minimaler Störleistung experimentell optimiert. Der maximale gemessene Gewinn im Rauschabstand beträgt $G_m = 1,6$ dB ($k_1 = +0,2$; $k_2 = +0,3$; $k_3 = +0,2$).

Die subjektiv empfundene Qualitätsverbesserung ist unmerklich.

Diese Ergebnisse lassen den Schluß zu, daß der erhebliche Hardware-Aufwand für einen Empfänger-Prädiktor in MPZ-Systemen kaum gerechtfertigt werden kann.

Höhere subjektiv empfundene Gewinne können bei kleinerem Aufwand von Maßnahmen erwartet werden, die hörphysiologische Gesichtspunkte berücksichtigen. Dafür soll im folgenden Abschnitt ein Beispiel gegeben werden.

6.7 Beeinflussung des Störsignalspektrums

In diesem Abschnitt wird ein Beispiel für die Berücksichtigung hörphysiologischer Kriterien bei der Auslegung eines MPZ-Systems angegeben und die Wirkung anhand eines subjektiven Tests untersucht.

Ein möglichst hoher mittlerer Auslastungsgrad der Übertragungskanäle in digitalen Multiplexsystemen ist wegen

unvermeidlicher statistischer Häufungen des Übertragungsbedarfs mit Codierfehlern verbunden. Diese wurden bereits ausführlich besprochen und anhand des objektiv meßbaren Störabstands als Qualitätsparameter quantifiziert. In allen Sprachübertragungsverfahren fungiert jedoch als Nachrichtensenke der Mensch. Deshalb können alleine subjektive Tests Aufschlüsse über den subjektiven Störeindruck geben, den objektiv meßbare Codier- oder Übertragungsfehler verursachen. Es ist bekannt, daß die subjektive Beurteilung einer Störung im allgemeinen nicht mit objektiv meßbaren Größen, z.B. der Störleistung harmonisiert [19, 34, 46]. Für viele Anwendungen können die Eigenschaften des menschlichen Gehörs durch Frequenz- und Zeitbewertungen bei der Messung berücksichtigt werden [23, 61]. In anderen Fällen kann nur klassifizierend, z.B. durch Präferenz- oder Verständlichkeitstests vorgegangen werden [34]. Für betriebliche Störstationale existiert jedoch bisher noch keine Qualitätsvereinbarung z.B. als subjektives Annehmbarkeitskriterium. Dieses wäre wünschenswert und würde eine Lücke beim quantitativen Entwurf von Sprachcodiersystemen füllen (siehe Abbildung 18). Lediglich für spezielle Störgeräusche, z.B. Weißes Geräusch, existiert ein bereits bekannter Zusammenhang zwischen objektivem und subjektivem Störungsmaß. Er hat im Zusammenhang mit dem weißen Quantisierungsgeräusch in PCM-Systemen seinen Niederschlag in einer CCITT-Empfehlung (Vol. III, G. 712) gefunden, die den zulässigen Rauschabstand als Funktion des Signalpegels festlegt.

Die in Sprachinterpolationssystemen auftretenden Störstationalspektren sind im allgemeinen nicht weiß, deshalb schließt eine Orientierung an den für Weißes Rauschen geeigneten Qualitätskriterien nicht alle Möglichkeiten aus, die das audiorezeptive System des Menschen bietet. Eine davon ist beispielsweise der Verdeckungseffekt. Er bewirkt, daß Stör-

geräusche nicht wahrnehmbar sind, wenn sie von einem starken Nutzsignal im gleichen Spektralbereich maskiert werden. Die konsequente Ausnutzung dieses Effekts bei der Sprachcodierung kann erhebliche Vorteile bieten. Es wird von einem solchen Codierverfahren berichtet, das bei einem Störabstand von nur 16 dB keine hörbaren Qualitätseinbußen verursacht, obwohl nach CCITT dafür ca. 34 dB erforderlich wären [19].

Der Verdeckungseffekt soll auch bei der hier beschriebenen Maßnahme ausgenutzt werden, indem das im MPZ-System produzierte Störgeräusch spektral so verlagert wird, daß es subjektiv möglichst wenig stört. Das kann einerseits in beschränktem Maß durch die Wahl des Prioritätsklassenkriteriums, andererseits aber durch Filterung des Empfänger- ausgangssignals mit einer Übertragungsfunktion $H(s)$ bewerkstelligt werden [65]. Damit im letzten Fall der Frequenzgang des Gesamtsystems nicht verändert wird, muß vor dem Sendereingang ein Filter mit dem inversen Frequenzgang $H^{-1}(s)$ vorgesehen werden. Die Anordnung ist in Abbildung 49 gezeigt. Das Störgeräusch entsteht bei der Codierung im MPZ-System und soll durch $H(s)$ spektral an die Bewertung durch das menschliche Ohr angepaßt und damit eine subjektiv empfundene Verbesserung des SNR erzielt werden. Um den Verdeckungseffekt auszunutzen, ist es prinzipiell günstig, $H(s) \sim S^r(\omega)$ zu wählen, mit $S(\omega)$ als spektrale Leistungsdichte des Nutzsignals und $r > 0$ [11]. Die deutlichste Wirkung des Verdeckungseffektes ist nämlich dann zu erwarten, wenn die Störung einen ähnlichen spektralen Verlauf aufweist, wie das Nutzsignal [46]. Da dieses bei den verwendeten Sprachproben einen Abfall der spektralen Leistungsdichte von ca. 9 dB/Okt. zeigt [26], die der Störung gemäß Abbildung 51 aber nur mit 3 - 4 dB/Okt. abfällt, wurden für $H(s)$ im Übertragungsfrequenzbereich integrierende Filter (I) mit 6 und 12 dB/Okt. gewählt.

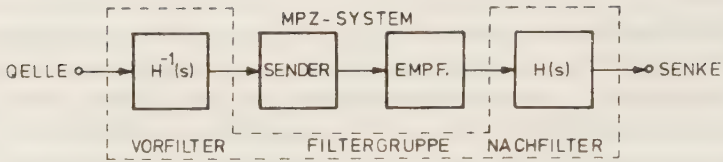


Abb. 49: Filteranordnung zur Beeinflussung des Stör-signalspektrums in MPZ-Systemen.

Die gemessenen Frequenzgänge von $H(s)$ (I) und $H^{-1}(s)$ (D) sind in Abbildung 50 dargestellt.

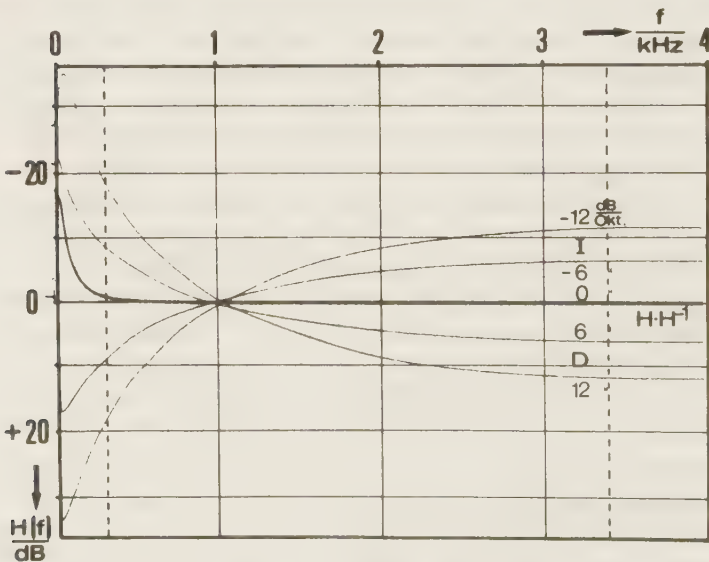


Abb. 50: Frequenzgänge $H(f)$ der differenzierenden (D) und integrierenden (I) Filter mit jeweils 6 bzw. 12 dB/Okt. Die Kettenschaltung $H \cdot H^{-1}$ ergibt eine im Telefonfrequenzband (300-3400 Hz) frequenzunabhängige Übertragungsfunktion mit der Verstärkung 1.

Der Einfluß der Filterung würde an Sprachsignalen gemessen. Dazu dient eine dem "Sound-Spectrographen" [20] ähnliche Meßapparatur. Erwartungsgemäß beeinflusst das Vorfilter weder die Anzahl unterdrückter relevanter Abtastwerte (UAW*), noch das Störsignalspektrum, so daß das Nachfilter getrennt optimiert werden kann. Sein Einfluß auf das Spektrum des isolierten Störsignals, das infolge Prioritätskonkurrenz zwischen zwei Sprachsignalen ($k = 80\%$) entsteht, ist in Abbildung 51 gezeigt. Das Spektrum des ungefilterten Störsignals (a) wird durch die Filteranordnung mit 6 dB/Okt. (b) bzw. 12 dB/Okt. (c) in steigendem Maße zu niedrigeren Frequenzen verschoben, wo die größte Leistung des Nutzsignals liegt. Ein Vertauschen der Filter würde dagegen die hohen Störfrequenzen anheben und dadurch subjektiv erheblich ungünstiger wirken.

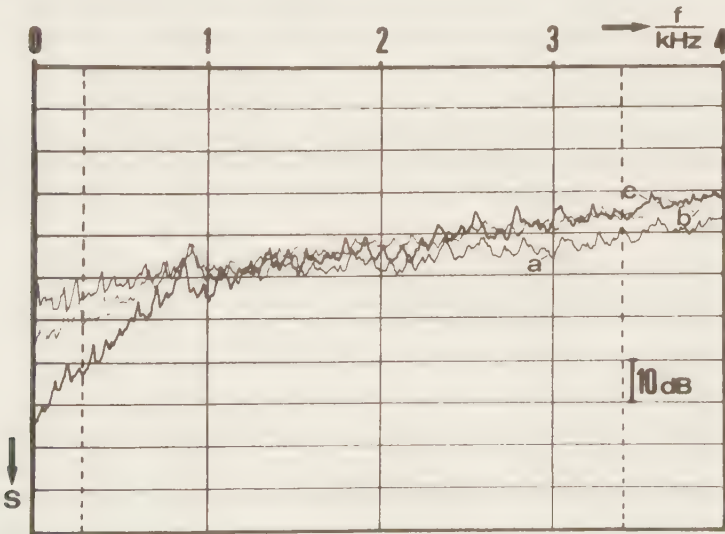


Abb. 51: Spektren des isolierten Störsignals infolge Prioritätskonkurrenz zwischen zwei Sprachsignalen in einem MPZ-System
a) ohne Filterung
b) mit einer DI-Filterung ($H(f) \hat{=} \text{integrierend}$) von 6 dB/Okt. und
c) mit einer DI-Filterung von 12 dB/Okt.

Der subjektiv empfundene Gewinn dieser Filterung wurde für die Zahl unterdrückter relevanter Abtastwerte an der Störgeräusch-Hörschwelle gemessen. Die Untersuchung umfaßte ein Kollektiv von 14 Probanden. Zur Messung wurde eine dem BÉKÉSY-Audiometer entsprechende Anordnung verwendet [72]. Dabei kann die Versuchsperson mit Hilfe eines Schalters die Richtung bestimmen, in der ein Pegelregler verstellt wird, welcher die Amplitude und damit die mittlere Priorität eines Rauschsignales bestimmt. Mit steigender Amplitude wird dem durch Kopfhörer übertragenen Sprachsignal durch das konkurrierende Rauschsignal eine zunehmende Anzahl von Abtastwerten entzogen. Falls das dadurch verursachte Störgeräusch von der Versuchsperson bemerkt wurde, sollte sie die Drehrichtung des Pegelreglers umkehren, bis sie wiederum nichts mehr hörte, und so fort. Die Stellung des Pegelreglers wurde als Zickzack-Linie, deren Mitte die Hörschwelle markiert auf einem Analogschreiber registriert und anschließend ausgewertet. Das Ergebnis besteht in der Anzahl der tolerierbaren unterdrückten relevanten Abtastwerte UAW* an der Hörschwelle. Die verwendete Sprachprobe hatte eine Dauer von 300 s.

Einzelergebnisse davon, sowie Mittelwert und Standardabweichung mit und ohne Filterung zeigt Tabelle 16.

Trotz erheblicher subjektiv bedingter Streuungen kann die Nullhypothese für die ersten beiden Mittelwerte mit einer Irrtumswahrscheinlichkeit von $P < 5\%$ abgelehnt werden [24].

Demnach läßt sich bei der optimalen DI-Filterung mit 6 dB/Okt. gegenüber der filterlosen Anordnung die Zahl der nichtübertragenen Abtastwerte auf annähernd den doppelten Wert (von 5,5 % auf 10,2 % anheben, ohne daß das dadurch verursachte Störgeräusch hörbar wird. Dieses Ergebnis gilt für zeitlich

Proband Nr.	UAW* / % an der Hörschwelle mit DI-Filterung von		
	0	6	12 dB/Okt.
1	3,3	8,8	9,1
2	4,6	6,1	1,6
3	5,4	6,8	16,4
4	7,9	20,0	24,4
5	13,5	11,1	2,5
6	5,4	11,5	2,5
7	1,6	11,5	12,6
8	3,3	11,5	6,0
9	3,0	7,5	14,4
10	15,4	13,9	23,5
11	2,8	13,8	4,9
12	5,4	11,6	3,5
13	1,3	1,1	5,0
14	3,5	6,9	7,4
Mittelwert	5,5 %	10,2 %	9,6 %
Stand.-Abw.	4,2 %	4,5 %	7,6 %

Tab. 16: Einzelmeßwerte, sowie Mittelwerte und Standardabweichungen für die Anzahl unterdrückter relevanter Abtastwerte (UAW*) in % für DI-Filterungen mit 0, 6 und 12 dB/Okt..

gleichmäßig verteilte Störungen, wie sie bei großen Quellenzahlen erwartet werden können. Eine Filterung mit 12 dB/Okt. erbringt demgegenüber keine Verbesserung, da sich tiefe Frequenzen zunehmend störend bemerkbar machen. Die Erwartungen hinsichtlich optimaler Verdeckungseffekte sind hier damit meßtechnisch bestätigt.

Unter der Voraussetzung großer Quellenzahlen kann also bei gleichem Höreindruck durch die Filterung im Mittel eine verdoppelte Störleistung zugelassen werden. Dem entspricht im SNR ein Gewinn von 6 dB, der den bisherigen Ergebnissen zugeschlagen werden kann. Weitere Messungen zeigen, daß die getroffene Voraussetzung für Quellenzahlen von $N = 16$ bereits gilt, denn im subjektiven Vergleich entsprechen sich qualitativ etwa die Übertragungen in folgenden MPZ-Systemen, die Störungen an der Hörschwelle produzieren:

- 1) $N = 16$; $a = 8$; $k = 40\%$, ungefiltert; mittlerer Rauschabstand $\overline{\text{SNR}} = 38$ dB
- 2) $N = 16$; $a = 6$; $k = 40\%$, DI-Filterung mit 6 dB/Okt.; mittlerer Rauschabstand $\overline{\text{SNR}} = 31$ dB

Der subjektiv und durch den Verdeckungseffekt verursachte Gewinn der Filtermethode beträgt hier also 7 dB. Der dafür erforderliche Zusatzaufwand ist vernachlässigbar, da die Filter in die ohnehin an Eingang und Ausgang von PCM-Systemen existierenden Bandpässe einbezogen werden können.

Hier zeigt sich als interessantes Ergebnis, daß bei der Anwendung von Maßnahmen, die eine gewisse Anzahl Codierfehler zulassen, welche jedoch nicht oder kaum hörbar sein müssen, der Kanalreduktionsfaktor $R = N/a$ sogar für endliche Werte von N größer gewählt werden darf, als der theoretisch dafür geltende Wert $R = 1/k$ für $N \rightarrow \infty$. Im Beispiel 2) gilt nämlich:

$$R = 16/6 \approx 2,7 > 1/0,4 = 2,5 \text{ bereits für } N = 16 \text{ Quellen.}$$

6.8 Zusammenfassung der Abschnitte 6.1 - 6.7

Zunächst wird über die Gewinnung geeigneter Sprachsignalproben berichtet. Im Hinblick auf die Verzögerungsmethode zur Simulation zusätzlicher Quellen im MPZ-Echtzeit-System dürfen die mittleren Pausen- und Sprachblocklängen $\tau_v = 80$ ms nicht überschreiten. In diesem Fall ist die erforderliche statistische Unabhängigkeit der Signalquellen erfüllt, und das analytische Modell bestätigt die Meßergebnisse für die Fehlerverteilung und $\overline{\text{SNR}}$.

Wird als Prioritätsklassenkriterium die Differenz aufeinanderfolgender Abtastwerte gewählt, lassen sich für $N = 16$ Quellen; $a = 8$ Übertragungskanäle; $k = 40$ % $\overline{\text{SNR}}$ -Werte von 37,5 dB erreichen. Dafür sind $(8/2 + 1)$ bit/AW = 5 bit/AW erforderlich, wobei 1 bit Zusatzinformation zur Quellkennzeichnung berücksichtigt wurde. Der Konzentrationsfaktor beträgt hierfür $8/5 = 1,6$.

Bei höheren Quellenzahlen, z.B. $N = 33$; $a = 11$ steigt bei $\overline{\text{SNR}} = 30$ dB der erreichbare Konzentrationsfaktor auf $K = 2,16$ an.

Der mit dem analytischen Modell bestimmbare $\overline{\text{SNR}}$ -Bereich, der durch Optimierung des Prioritätskriteriums theoretisch über die angegebenen Werte hinaus maximal ausgenutzt werden kann, beträgt für $N < 4$ Quellen ca. 10 dB und ca. 5 dB für $N > 20$ Quellen. Messungen zeigen, daß dieser Bereich in Praxi nicht restlos ausgenutzt werden kann:

- 1) Der Übergang auf die Differenz zwischen aktuellem und zuletzt gesendetem Abtastwert als Prioritätsklassenkriterium erbringt für $N < 16$ Quellen im Mittel einen $\overline{\text{SNR}}$ -Gewinn von ca. 3,5 dB.

- 2) Eine andere Maßnahme besteht in der Anhebung der ursprünglich vom Signal abgeleiteten Priorität um eine Anzahl von APRKL Klassen, nachdem ein Abtastwert unterdrückt wurde. Hiermit sind mit $\text{APRKL} = 2 \dots 3$ Gewinne von ca. 3 dB erzielbar.

Die Maßnahmen 1) und 2) gleichzeitig angewandt, erbringen keinen nennenswert höheren Gewinn, als 1) alleine.

Eine systematische Benachteiligung schwach ausgesteuerter Signalquellen kann mit einer Normierung der zur Prioritäts-ermittlung dienenden Signaldifferenz auf Signalamplituden vermieden werden. Die Messungen zeigen, daß langfristig gemittelte Signaleffektivwerte zur Normierung geeignet, Signalmomentanwerte jedoch ungeeignet sind.

Auch die Anzahl (Z) gewählter Prioritätsklassen hat einen Einfluß auf die in Sprachmultiplexverfahren erreichbaren Störabstände. Ein Verzicht auf jegliche Klasseneinteilung kann die erzielbaren $\overline{\text{SNR}}$ -Werte um bis zu 20 dB verringern. Die Steigerung auf $Z > 128$ erbringt aber gegenüber $Z = 12$ maximal 3 dB, so daß $Z = 12 \dots 24$ als optimale Klassenzahl angesehen werden kann. Der Gewinn durch die Klasseneinteilung beruht auf der generell als günstig erkennbaren Bindung an Signaleigenschaften bei der Kanalvergabe.

Als wesentlicher Qualitätsparameter bei der Beurteilung der Übertragungsqualität in sprachverarbeitenden Systemen muß die Streuung des Störabstands um den Mittelwert $\overline{\text{SNR}}$ angesehen werden. Sie bewirkt laufend Unterschreitungen des SNR -Mittelwertes, die zu hörbaren Störungen führen können, während die andererseits auftretenden Überschreitungen nutzlos sind. Abschätzungen für das MPZ-System zeigen, daß die untere 1σ -Streugrenze ca. 20 dB unter dem Mittelwert

$\overline{\text{SNR}}$ liegt. Sie wird allerdings zu 84 % überschritten. Dennoch kann daraus gefolgert werden, daß Sprachmultiplexsysteme (ohne zusätzliche Quellcodierung) nicht wirtschaftlich zu betreiben sind, wenn auch die untere Streugrenze oberhalb der Hörschwelle für Störungen von $\overline{\text{SNR}} \approx 30$ dB liegen soll. Bereits bekannt gewordene Sprachinterpolationsverfahren wie TASI und SPEC fordern daher auch keine Übertragungsqualität mit jederzeit unhörbaren Störungen.

In MPZ-Systemen können empfängerseitig die unterdrückten relevanten Abtastwerte durch Schätzwerte eines Prädiktors ersetzt werden. Der hohe erforderliche Aufwand rechtfertigt jedoch nicht den geringen nachgewiesenen Gewinn im $\overline{\text{SNR}}$ von 1,6 dB.

Höhere subjektiv empfundene Gewinne lassen sich jedoch durch gezielte Beeinflussung des Störsignalspektrums erreichen, wenn der Verdeckungseffekt des menschlichen Ohres ausgenutzt wird. Dabei wird durch eine Filteranordnung das Störsignal spektral so verschoben, daß es vom Nutzsignal optimal maskiert werden kann. Der subjektiv beurteilte, damit erzielte Gewinn im $\overline{\text{SNR}}$ beträgt ca. 6 dB.

Werden alle in diesem Abschnitt angeführten Gewinne ausgeschöpft (ca. 11 dB gegenüber Abb. 38), ist bereits für $N = 16$ und $k = 40$ % ein Reduktionsfaktor $R = 3$ und damit eine Konzentration des Nachrichtenflusses um den Faktor $K = \frac{8}{8/3 + 1} = 2,16$ möglich, wobei ein $\overline{\text{SNR}} \approx 35$ dB kaum hörbare Störungen erwarten läßt.

7. Ergebnisvergleich für verschiedene Sprachinterpolationsverfahren

Im letzten Abschnitt wurden meßtechnisch und rechnerisch erzielte Ergebnisse für die Leistungen des MPZ-Verfahrens dargestellt. In diesem Abschnitt sollen sie zunächst als Interpolationsgewinn zusammengefaßt und denjenigen anderer Verfahren gegenübergestellt werden, soweit darüber in der Literatur Ergebnisse vorliegen. Das trifft im wesentlichen auf TASI und ein gegenüber dem ursprünglichen weiterentwickeltes SPEC-Verfahren zu. Die Angabe von Interpolationsgewinnen ist allerdings nur im Zusammenhang mit den zugrundeliegenden Gütekriterien sinnvoll. Ein Vergleich verschiedener Verfahren mit unterschiedlichen Gütekriterien ist daher problematisch.

Ein solcher Vergleich findet sich in der Literatur zwischen TASI und SPEC [10]. Er ist in Abbildung 52 zitiert und zeigt den berechneten Interpolationsgewinn = $\frac{\text{Quellenzahl}}{\text{Kanalzahl}}$ unter Einschluß der in Multiplexsystemen erforderlichen Adressierung als Funktion der Kanalzahl N für mittlere Quellenaktivitäten von 40 %. Dabei gelten folgende Gütekriterien, die in Verbindung mit subjektiven Tests entwickelt wurden:

1. TASI: (gegenüber ursprünglicher Planung modifiziertes Kriterium)

Der zeitliche Sprachverlust (freeze out) beträgt im Mittel 0,5 %. Zusätzlich treten clips mit einer Dauer > 50 ms nur mit einer Wahrscheinlichkeit von max. 2 % auf.

2. SPEC: Die Qualitätsgrenze liegt bei einer maximalen relativen Zahl unterdrückter relevanter Abtastwerte von 15 %, in höchstens 75 % aller betrachteten Zeitintervalle mit Dauern gleich der mittleren Sprach-

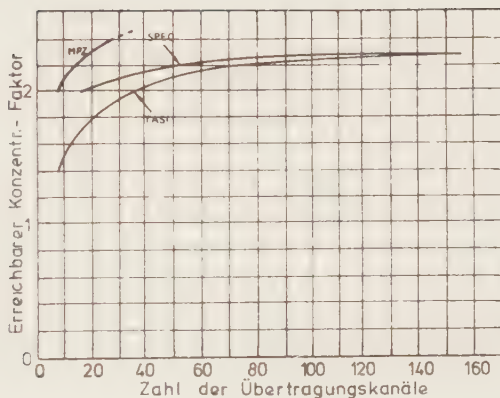


Abb. 52: Vergleich der in verschiedenen Sprachinterpolationsverfahren erzielbaren Konzentrationsfaktoren (K = Nachrichtenflußverhältnis zwischen Ein- und Ausgang des Systems) als Funktion der Übertragungskanalzahl.

blocklänge. Die Größe der unterdrückten Abtastwerte wird nicht berücksichtigt.

Für die Berechnung des Interpolationsgewinns auf der Basis einer Binomialverteilung wurde bei SPEC eine idealisierende Annahme getroffen, nach der die restlose Füllung aller Zeitschlitze im Übertragungsrahmen gewährleistet ist. Aus den Unterlagen geht jedoch hervor, daß sich diese Bedingung im Mittel nicht erfüllen läßt, weil die Kanalvergabe durch eine variable Schwelle gesteuert wird, die so gelegt werden muß, daß alle Quellen mit Signaldifferenzen oberhalb dieser Schwelle gerade alle verfügbaren Zeitschlitze füllen. Deshalb ist zu erwarten, daß in Praxi die dort eingezeichneten Werte nicht ganz erreicht werden können.

Die angeführte Voraussetzung trifft jedoch für das MPZ-Verfahren wegen des verwendeten Sortieralgorithmus' generell zu, so daß die vollkommene Füllung aller Zeitschlitze hier sichergestellt ist. Darin besteht ein funktioneller Unterschied zwischen beiden Verfahren.

Wird das Gütekriterium unter 2. auf das MPZ-Verfahren angewandt, resultieren für $N = 16$ und $k = 40\%$ die in Abb. 53 dargestellten Meßergebnisse. Demnach ist das Kriterium bereits für $N = 16$ und $a = 6$ mit einem Konzentrationsfaktor $K = 2$ erfüllt. Messungen für höhere Quellenzahlen sind am Echtzeitaufbau nicht möglich. Da für den hier angeführten Fall das bei SPEC verwendete Gütekriterium einen mittleren Rauschabstand von ca. $\overline{SNR} = 32$ dB bei MPZ entspricht, können unter Zugrundelegen dieses Wertes die Konzentrationsfaktoren für höhere Quellenzahlen der Abbildung 43 entnom-

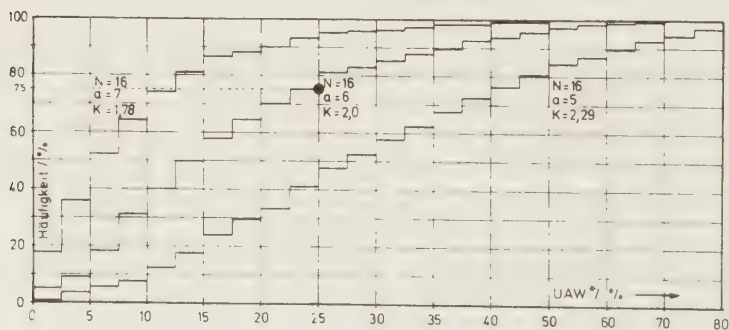


Abb. 53: Gemessene relative Häufigkeit der Intervalle $\Delta t_M = 0,1$ s, in denen der Anteil unterdrückter relevanter Abtastwerte (UAW*) in MPZ-Systemen unter dem Abzissenwert liegt. Parameter sind die Quellenzahl N und die Übertragungskanalzahl a .
(K = Konzentrationsfaktor = Nachrichtenflußverhältnis zwischen Ein- und Ausgang eines MPZ-Systems).

men werden. Die Ergebnisse sind in Tabelle 17 zusammengefaßt:

N	R (Abb. 43)	^a ohne Zus.-Inf.	K	^{a*} mit Zus.-Inf.
16	2,7	6	2,0	8
32	3,1	10,3	2,2	14
64	3,5	18,3	2,4	26

Tab. 17: Für verschiedene Quellenzahlen (N) beim MPZ-System erreichbare Reduktionsfaktoren ($R = N/a$) und Konzentrationsfaktoren ($K = N/a^*$). Dabei wurde das bei SPEC verwendete Gütekriterium zugrundegelegt.

Diese Werte wurden in Abbildung 52 als Konzentrationsfaktor für MPZ eingetragen. Die erreichbaren Multiplexgewinne sind unter den genannten Voraussetzungen etwas höher als bei SPEC. Wird darüber hinaus der Gewinn durch die Filterung des Störsignals berücksichtigt, erhöhen sich die Konzentrationsfaktoren (K) um ca. 0,2. Gegenüber TASI fällt besonders der höhere Gewinn der digitalen Interpolationsverfahrens bei kleiner Kanalzahl auf.

Eine Reihe weiterer Sprachinterpolationsverfahren orientiert sich hinsichtlich des Gütekriteriums an dem ursprünglich für PCM-Systeme entworfenen CCITT-Toleranzschema, das den Quantisierungsgeräuschabstand über dem Signalpegel festlegt. Hier sind auch Verfahren mit aufwendiger zusätzlicher Quellcodierung anzutreffen. Ein Vergleich mit den unter 1. und 2. für Multiplexsysteme genannten Qualitätskriterien ist nicht möglich, da bei Einhaltung des Toleranzschemas hörbare Störungen ausgeschlossen sind. Zusammenfassend wird daher in Tabelle 18 lediglich eine Aufstellung der bekanntesten Sprachinterpolationsverfahren mit ihren wesentlichen Eigenschaften und typischen Leistungen angegeben. Ihrem typischen Ver-

Sprachinterpolations- verfahren	Analoge Verfahren			
	TASI	TASI-B	DIG.-TASI	ATIC
Literatur	9,12	37	3	38
Quellenzahl N* für Kanal- kapazität x 1,92 Mbit/s	72	274	64	64
x	analog ≅ 1,2	analog ≅ 3,3	1	1
Mittlere Übertragungs- rate/Quelle in kbit/s	analog ≅ 32	analog ≅ 27	32	29
Davon Zusatzinformation/ Quelle in kbit/s	analog ≅ 0,9	analog ≅ 0,9	< 8	0,5
Charakt. Störabstand/dB für k = 40 %				
1) Alle Quellen aktiv	-	-	-	-
2) Ca.80% " "	-	-	-	-
Sprachdetektorzahl	72	274	1	1
Anpassung an festen Über- tragungsrahmen durch Red- uktion der übertragenen	Sprach- blöcke	Sprach- blöcke	Sprach- blöcke	Bitzahl bis 6, dann Sprachbl.
Quellcodierung für jede Einzelquelle	nein	nein	nein	nein
Zeitliche Auflösung/ms	< 250	< 250	< 250	5
Vermittlungsstörungen als Clips der Dauer/ms	20	20	20	0
Überlaststörungen im zeitlichen Mittel	0,5% Clips	2% Clips	0,5% Clips	SNR↑
Verwendetes Gütekriterium	Clips > 50ms in < 2% der Fälle	-	-	-

Tab. 18: Zusammenstellung von digitalen und analogen Sprachinterpolationsverfahren mit ihren wesentlichsten Kenndaten. Zugrundegelegt ist eine mittlere Sprechaktivität jeder Einzelquelle von k = 40 %. SPEC arbeitet auf Satellitenstrecken mit N = 240 Quellen. Der hierbei erzielbare Gewinn wurde beibehalten, die Systemgröße aber zum besseren Vergleich mit den anderen Verfahren auf einen PCM 30-Kanal mit N* Quellen bezogen. Um die Vergleichbarkeit mit SPEC zu wahren, wurde auch für MPZ der Gewinn für N = 240 zugrundegelegt.

Digitale Verfahren

VLC	PCM-RR	SPEC	MPZ	BPZ	PWA
16	41	10	68	35	25
50-60	64	67	73	96	80
1	1	1	1	1	1
38-32	32	29	27	20	24
8	0,4	8	8	0,6	0
31	36	-	30	36	34
35	-	-	34	44	36
1	1	1	0	1	0
Bitzahl pro AW	Bitzahl pro AW	Zahl der AW	Zahl der AW	Bitzahl pro AW	Bitzahl pro AW
nein	nein	nein	nein	ja	ja
0,125	8	0,125	0,125	2	0,125
0	0	0	0	0	0
SNR↓	SNR↓	SNR↓	SNR↓	SNR↓	SNR↓
-	CCITT- Toleranz- schema	UAW* >25% in < 25 % der Intervalle	UAW* >25% in < 25 % der Intervalle	CCITT- Toleranz- schema	CCITT Toleranz- schema

Die Abkürzungen für die einzelnen Verfahren bedeuten:

- TASI = Time Assignment Speech Interpolation
- ATIC = Allocations nel Tempo con Interpolatione die
Campionatura
- VLC = Variable Length Coding
- PCM-RR = PCM with Rate and Redundancy Reduction
- SPEC = Speech Predictive Encoding Communication
- MPZ = Multiplexverfahren mit Momentaner Prioritätszuteilung
- BPZ = Block-Prioritätszuteilung
- PWA = Prädiktionsgesteuerte Wortaufteilung

halten entsprechend kann zunächst klassifiziert werden in analoge (TASI) und digitale Verfahren. Sie unterscheiden sich im wesentlichen dadurch, daß das zeitliche Auflösungsvermögen für analoge Verfahren geringer ist. Dadurch kann zwar einerseits Zusatzinformation eingespart werden, andererseits wird durch Sprachclips bis zu mehreren 100 ms die Übertragungsqualität im Überlastfalle stark beeinträchtigt. Aufwendige Sprachdetektoren können nur bei MPZ und PWA eingespart werden. In den digitalen Systemen kann ein gemeinsamer Sprachdetektor durch Multiplex alle Quellen bedienen, während er in den analogen individuell für jede Quelle vorhanden sein muß. Aus diesen Gründen ist die Konzeption analog arbeitender Sprachinterpolationsverfahren heute wohl kaum mehr vertretbar.

Die Angaben des mittleren Rauschabstandes (SNR) können nicht direkt verglichen werden, weil die Gütekriterien teilweise unterschiedlich sind.

Erwartungsgemäß ragen in den Leistungen diejenigen Verfahren heraus, die zusätzlich zur Interpolation Quellcodierverfahren einsetzen. Dem stehen erhöhter Aufwand und Probleme bei der Datenübertragung gegenüber.

Dem MPZ-Verfahren ist am ehesten SPEC vergleichbar. Hier bietet MPZ gegenüber SPEC einen Vorteil, weil es keinen Sprachdetektor benötigt. In beiden Systemen wird der digitale Differenzbetrag des aktuellen zum zuletztgesendeten Abtastwert als Grundlage zur Berechnung des Übertragungsbedarfs verwendet. Bei MPZ entscheidet dieser unmittelbar durch den Auswahlalgorithmus, ob eine Übertragung stattfindet oder nicht: Bei SPEC wird hier der Umweg über ein zusätzliches Schwellenkriterium beschritten, nachdem der Übertragungsbedarf eigentlich bereits bekannt ist. Dieser Umweg sollte sich auch im Hardware-Aufwand bemerkbar machen.

8. Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wird ein ursprünglich für die Bildverarbeitung entworfenes digitales Nachrichteninterpolationsverfahren mit momentaner Prioritätszuteilung (MPZ) auf Sprachsignale angewandt und dafür untersucht.

Die ersten Kapitel betreffen Grundlagen der Datenreduktion und stellen anhand der dafür bekanntgewordenen Verfahren den Bezug zum momentanen Stand der Technik her. Den Sprachinterpolationsverfahren kommt für den Fernsprechdialogverkehr dabei große Bedeutung zu, weil sie durch Multiplexen des Nachrichtennutzflusses einer großen Anzahl von Quellen die Ausnutzung von Gesprächspausen gestatten, welche einen Anteil von 60...75 % an der gesamten Gesprächsdauer haben können. Damit läßt sich mit endlichem Aufwand der mittlere Nachrichtenfluß jeder Einzelquelle bereits etwa auf die Hälfte reduzieren. Kombinationen mit redundanzmindernden Codierverfahren für Einzelquellen können weitere Vorteile bringen.

Der Planung und Realisierung eines in Echtzeit arbeitenden MPZ-Systems für 16 Quellen ist in den anschließenden Abschnitten breiter Raum gewidmet. Dem schließt sich die Entwicklung eines analytischen Modells an, mit dem das Codierverhalten von Sprachmultiplexverfahren mathematisch untersucht werden kann. Über die bisher mögliche Erfassung der in Sprachmultiplexsystemen bei Überlastung auftretenden Fehlerzahl hinaus wird hierbei erstmals durch Hinzunahme statistischer Sprachsignaleigenschaften auch deren Größe beschrieben. Daher kann mit dem analytischen Modell der Störabstand berechnet werden, der als objektives Qualitätsmaß auch bei anderen redundanzmindernden Sprachcodierverfahren üblich ist und deshalb Vergleiche erlaubt. Weiterhin bietet es Vorteile bei der Untersuchung von System-

modifikationen, deren Hardware-Realisierung aufwendig wäre. Wenn beispielsweise nur zwischen Sprache und Pausen unterschieden wird und keine weiteren Signaleigenschaften ausgenutzt werden, wie es in der ursprünglichen Version des SPEC-Systems geplant war, können Einbußen im Störabstand bis zu 20 dB auftreten. Andererseits kann durch eine feinere Unterteilung in Prioritätsklassen über die im MPZ-System gewählte Zahl ($Z = 12$) auf $Z > 128$ nur ein zusätzlicher Gewinn von ca. 3 dB erreicht werden.

Der Streuung des Störabstands um den Mittelwert kommt bei der Sprachcodierung große Bedeutung zu, weil sie zu hörbaren Störungen führen kann. Messungen am Echtzeitaufbau ergaben eine untere 1σ -Streugrenze, die ca. 20 dB unter dem Mittelwert liegt. Für Multiplexsysteme ohne zusätzliche Quellcodierung ist daher die Forderung jederzeit unhörbarer Qualitätseinbußen nicht sinnvoll. Das bestätigen auch die Gütekriterien, die für bereits bestehende Multiplexverfahren (TASI, SPEC) erarbeitet wurden; sie beschränken sich auf eine "annehmbare" Übertragungsqualität. Wird das bei SPEC zugrundegelegte Gütekriterium beim MPZ-System angewandt, läßt sich bereits für kleine Systeme von $N = 16$ eine mittlere Reduzierung des Datenflusses um den Faktor $K = 2$ erzielen. Unter den gleichen Voraussetzungen kann durch das MPZ-System auf einer PCM 30-Strecke der Datenfluß von 72 Teilnehmern übertragen werden. Das entspricht einem Konzentrationsfaktor von $K = 2,4$ und einem mittleren Datenfluß von ca. $27 \frac{\text{kbit}}{\text{s}}$ pro Quelle.

Wird das u. U. auftretende Störsignal in Sprachmultiplexsystemen spektral an das audiorezeptive System des Menschen angepaßt, kann bereits durch einfache Maßnahmen ein zusätzlicher subjektiv empfundener Gewinn im Rauschabstand von ca. 6 dB erzielt werden. Damit ist eine Steigerung des

Kompressionsfaktors von $K \approx 2,4$ auf $K \approx 2,6$ möglich.

Insgesamt erscheint eine wirtschaftlich sinnvolle Anwendung des beschriebenen Sprachmultiplexverfahrens im Rahmen eines PCM 30-Systems, aber auch in weiter unterteilten kleineren Systemen möglich.

Herrn Professor Dr.-Ing. D. Seitzer danke ich für die interessante Aufgabenstellung, zahlreiche Anregungen und die Unterstützung bei der Durchführung der Arbeit.

Herrn Professor Dr.-Ing. W. Schüßler gebührt mein Dank für sein Interesse an der Abhandlung.

Danken möchte ich auch den Herren Dr.-Ing. F. Oehme, Dipl.-Ing. H. Gerhäuser und Dipl.-Ing. G. Langenbucher für zahlreiche fruchtbare Diskussionen.

Der Deutschen Forschungsgemeinschaft gilt mein Dank für die Unterstützung bei der Gerätebeschaffung.

9. Literatur

- [1] Abramowitz, M.; Stegun, I.: Handbook of Mathematical Functions. Dover Publications, Inc., New York, 1965
- [2] Acs, E.; Hutter, O.: Eine 30-Kanal-Multiplexeinrichtung nach dem lagemodulierten Adressen-Kode-System. Nachrichtentechneik 17 (1967) 2, S. 55-58
- [3] Amano, K.; Ota, C.; Denshin, K.: Digital TASI System in PCM Transmission. Conf. Rec., 1969 Int. Conf. Communications, pp. 34, 23-34, 29
- [4] Bagnoli, A.; Monti, G.; Poretti, I.: Procedure e Sistemi die Interpolatione della Voce e loro Applicatione ai Sistemi a divisione di Tempo ad Accesso multiplo (TDM/TDMA). Telecomunicazione N. 46, S. 15-22
- [5] Brady, P. T.: A Technique for Investigating On-Off Patterns of Speech. Bell Syst. Techn. J. XLIV (1965) 1, pp. 1-22
- [6] Brady, P. T.: A Statistical Analysis of On-Off Patterns of 16 Conversations. Bell Syst. Techn. J. XLVII (1968) 1, pp. 73-91
- [7] Brehm, H.; Jüngst, E. W.; Wolf, D.: Simulation von Sprachsignalen. AEÜ 28 (1974) 11, S. 445-450
- [8] Brehm, H.; Wolf, D.: N^{th} -Order Joint Probability Densities of Non-Gaussian Stochastic Processes. 1976 IEEE Int. Symposium on Information Theory, Ronneby (Sweden), June 1976, IEEE-Cat. No. 76 CH 1095-9 IT, F2
- [9] Bullington, K.; Fraser, J. M.: Engineering Aspects of Tasi. Bell Syst. Techn. J. XXXVIII (1959) 3, pp. 353-364

- [10] Campanella, S. J.: Digital Speech Interpolation. Comsat Techn. Rev. 6 (1976) 1, S. 127-158
- [11] Cattermole, K. W.: Principles of Pulse Code Modulation. Iliffe Books Ltd., London, 1969
- [12] Clinch, C. E. E.: Time Assignment Speech Interpolation. Post Office Elec. Eng. J. 53 (1960) pt. 3, pp. 197-220
- [13] Cohn, D. L.; Melsa, J. L.: The Residual Encoder - An Improved ADPCM System for Speech Digitization. IEEE Trans. on Commun. COM-23 (1975) 9, pp. 935-941
- [14] Croisier, A.; Jaquart, C.: A Single Channel P.C.M. Coder. Proc. Internat. Zurich Seminar on Integrated Systems for Speech, Video and Data Communications 1972, F2, S. 1-4
- [15] Dietrich, M.: Coding of Speech Signals using a switched Quantizer. Proc. Internat. Zurich Seminar on Digital Communications 1974, A4, S. 1-4
- [16] Dorgelo, A. J. G.; Van der Veer, H.: Variable Length Coding Increasing Traffic Capacity in PCM Transmission Systems. Proc. Internat. Zurich Seminar on Integrated Systems for Speech, Video and Data Communications 1972, C6, S. 1-6
- [17] Endres, W.: Codierung von Sprachsignalen. Vortrag anlässlich der Professorenkonferenz: Technische Probleme zukünftiger Breitband-Nachrichtennetze. 1973 im Fernmeldetechnischen Zentralamt, Darmstadt
- [18] Essmann, J.; Wintz, P. A.: The Effects of Channel Errors in DPCM Systems and Comparison with PCM Systems. IEEE Trans. on Commun. COM-21 (1973) 8, pp. 867-877

- [19] Esteban, D. J.; Menez, J. E.: Low Bit Rate Voice Transmission based on Transversal Block Coding. 91 st ASA Meeting, Washington. April 1976
- [20] Flanagan, J. L.: Speech Analysis, Synthesis and Perception. Springer-Verlag, Berlin, 1965
- [21] Franke, K.: Ein adreßgesteuertes Übermittlungsverfahren für digitale Information. Fernmeldetechnik 16 (1976) 1, S. 3-7
- [22] Frei, A. H.; Schindler, H. R.; Vettiger, P.; Felten, E.: Adaptive Predictive Speech Coding Based on Pitch-Controlled Interruption/Reiteration Techniques. Proc. Internat. Conference on Communication, 1973, Seattle, Washington, 46, pp. 12-16
- [23] Frommhold, W.: Zur Datenübertragung in Sprachpausen. Fernmeldetechnik 15 (1975) 2, S. 64-66
- [24] Geigy: Wissenschaftliche Tabellen, 6. Auflage. J. R. Geigy AG, Basel 1962
- [25] Gerhäuser, H.; Seitzer, D.; Woitowitz, R.: Zeitmultiplexverfahren mit prädiktionsgesteuerter Wortaufteilung. Nachrichtentechn. Z. 28 (1975) 1, S. 25-27
- [26] Gyergyek, L.; Babic, R.: Contribution to the Estimation of the Speech Message from the Corrupted Signal with Noise. Annales de l'Association internationale pour le Calcul analogique No. 3 (1973) Juillet, S. 89-91
- [27] Häberle, H.: Nachrichtensatellitentechnik. Der Ingenieur der Deutschen Bundespost. 1975, H. 1, S. 6-12
- [28] Hessenmüller, H.; Schuon, E.: Rauschklimrmessungen an PCM-Systemen. Frequenz 26 (1972) 5, S. 118-123

- [29] Hitchcock, A. J. M.: Polynomial approximations to Bessel functions of order zero and one and to related functions. Math. Tables Aids Comp. 11 (1957) pp. 86-88
- [30] Hölzler, E.; Thierbach, D.: Nachrichtenübertragung. Springer-Verlag, Berlin, 1966
- [31] Jacobaeus, A. C.: Verfahren zum Vergrößern der je Zeiteinheit übertragenen Informationsmenge in einem Signal mit gegebener Bandbreite. Offenlegungsschrift 2335 106, Deutsches Patentamt, 7. Feb. 1974
- [32] Jancowski, J. A.: A new digital voice-activated switch. Comsat Techn. Rev. 5 (1976) 1, pp. 159-176
- [33] Kipping, K.: Fernsprechkabelsysteme verbinden Kontinente. Ing. Dt. Bundespost 23 (1974) 4, S. 111-119
- [34] Kündig, A.: Subjektive Versuche zur Ermittlung der Sprachübertragungsqualität. Techn. Mitteilg. PTT 6 (1973), S. 230-241
- [35] Langenbacher, G. G.: Ein Verfahren zur Verringerung der Datenrate bei der Sprachübertragung durch blockweise Prioritätszuteilung (BPZ). Nachrichtent. Z. 29 (1976) 11, S. 809-810
- [36] Langenbacher, G. G.: Erstellung von Sprachproben mit variabler Belegung. Bericht über ein von der Deutschen Forschungsgemeinschaft gefördertes Forschungsvorhaben, 1975.
- [37] Leopold, G. R.: TASI-B: A System for Restoration and Expansion of Overseas Circuits. Bell Lab. Rec., Nov. 1970, pp. 299-306

- [38] Lyghounis, E.; Poretti, I.; Monti, G.: Speech Interpolation in Digital Transmission Systems. IEEE Trans. on Commun. COM-22 (1974) 9, pp. 1179-1181
- [39] Marko, H.: Physikalische und biologische Grenzen der Informationsübermittlung. Kybernetik, 2. Band (1965) 6, S. 274-284
- [40] Miyashita, M.; Yoshiya, H.: An Efficient Encoding Method of Data Signals on PCM lines. IEEE Internat. Conference on Communications ICC 1972, Conf. Rec. Vol. VIII (1972) June, pp. 21-7 to 21-9
- [41] Molinari, A. M.; Vagliani, F. C.: Bit Rate per Channel halving in PCM Multiplexes by Speech Interpolation and Adaptive Quantisation. Proc. Internat. Zurich Seminar on Digital Communications. 1976, A7 S. 1-8
- [42] Musmann, H. G.: Über redundanzreduzierende Quellencodierung. Deutsche Luft- und Raumfahrt, Forschungsbericht 7P-56, November 1970
- [43] Musmann, H. G.: Theoretische Grundlagen der Quellencodierung. Vortrag anlässlich der Professorenkonferenz: Technische Probleme zukünftiger Breitband-Nachrichtennetze. 1973 im Fernmeldetechnischen Zentralamt, Darmstadt
- [44] Nemeth, A.: Codage de la Parole et de Certaines a 10 000 : seconde. Colloque Nr. 1, L'Acoustique dans les Telecommunications, Paris, 29 Septembre - 4 Octobre, 1975
- [45] Noll, P.: Sprachcodierung mit Differenz-Pulscodemodulation. Nachrichtent. Fachber. 42 (1972) S. 72-81
- [46] Noll, P.: Über einige Eigenschaften von Differenz-PCM-Systemen. AEÜ 30 (1976) 3, S. 125-130

- [47] Nosaka, K.; Sasaki, H.; Amano, K.; Michishita:
TTT System (50 Mbits/s PCM-TDMA System with Time Pre-
assignment and TASI) and its Satellite Test Results.
IEEE Trans. on Commun. COM-20 (1972) 5, pp. 820-825
- [48] Oehme, F.: Statistische Untersuchungen zur Bildcodie-
rung nach dem Überlagerungsprinzip mit momentaner
Prioritätszuteilung. Dissertation im Fachbereich für
Ingenieurwissenschaften der Universität Erlangen-Nürn-
berg, 1975
- [49] O'Neal, J. B.; Stroh, R. W.: Differential PCM for Speech
and Data Signals. IEEE Trans. on Commun. COM-20 (1972)
5, pp. 900-912
- [50] Petrova, M. Z.; Senderov, R. I.: Beschaffenheit der
Fernsprechanäle mit Deltamodulation und Silbenkompan-
dierung. elektroczyaz (1975) 6, S. 52-56
- [51] Poschenrieder, H. R.: Digitale Nachrichtensysteme: Tech-
nischer Stand und Einsatzmöglichkeiten. Nachrichtent. Z.
21 (1968) 11, S. 665-736
- [52] Richards, D. L.: Statistical Properties of Speech Sig-
nals. Proc. IEE 111 (1964) May, S. 941-949
- [53] Rothauser, E. H.: Speech in Digital Communication Sy-
stems. IEEE Trans. on Audio and Electroacoustics,
Au-21 (1973) 1, pp. 21-26
- [54] Sciulli, J. A.; Campanella, S. J.: A Speech Predictive
Encoding Communication System for Multichannel Te-
lefonie. IEEE Trans. on Commun. COM-21 (1973) 7,
pp. 827-835
- [55] Seibt, V.: Datenübermittlung in einem digitalen Netz
- Abtastung und Multiplexierung von Datenflüssen. Fern-
meldetechnik 12 (1972) 3, S. 162-163

- [56] Seitzer, D.; Closs, F.; Stucky, P.: An Experimental Approach to Video Bandwidth Compression by Multiplexing. IEEE Trans. on Commun. COM-17 (1969) Oct., pp 564-568
- [57] Seitzer, D.: Instantaneous Priority Multiplexing of Gray Pictures. IEEE Trans. on Commun. COM-18 (1970) 5, pp. 690-692
- [58] Sima, D.: Redundanzreduktion - eine Möglichkeit zur Erhöhung der Effektivität zeitgeteilter Informationssysteme. Z. elektr. Inform.- u. Energietechnik, Leipzig 2 (1972) 6, S. 346-352
- [59] Sotscheck, J.: Gegenwärtiger Stand der Sprachgütemessung. Bericht über die NTG-Diskussionssitzung "Sprachgütemessung" am 13. 2. 75 in Berlin. Nachrichtent. Z. 28 (1975) 9, S. k343-k344
- [60] Stange, K.: Angewandte Statistik, erster Teil. Springer-Verlag, Heidelberg, 1970
- [61] Steffen, E.: Untersuchungen zur Geräuschspannungsmessung. Technische Mitteilungen des RFZ, 16 (1972) 3, S. 81-84
- [62] Strietzel, R.: Das Quantisierungsrauschen von Analog-Digital-Umsetzern für die Pulsmodulation. Nachrichtentechnik 15 (1965) 12, S. 484-487
- [63] Stroh, R. W.; Paez, M.: A Comparison of Optimum and Logarithmic Quantisation for Speech PCM and DPCM-Systems. IEEE Trans. on Commun. COM-21 (1973) June, pp. 752-757
- [64] Stucky, P.: Limits of Instantaneous Priority Multiplexing applied to Black- and White Pictures. IEEE Trans. on Commun. COM-19 (1971) 2

- [65] Thomas, I. B.; Ravindran, A.: Intelligibility Enhancement of Already Noisy Speech Signals. J. of the audio engineering Society 22 (1974) 4, pp. 234-236
- [66] Tietze, U.: Untersuchung eines datenreduzierenden Multiplex-Verfahrens für die digitale Bildübertragung. Dissertation im Fachbereich Ingenieurwissenschaften der Universität Erlangen-Nürnberg, 1975
- [67] Weiss, W.: Statistische Untersuchungen an Sprachschwingungen. Nachrichtent. Z. (1964) 7, S. 339-348
- [68] Weitowitz, R.: Ein redundanzminderndes Sprachmultiplexverfahren mit momentaner Prioritätszuteilung. Proc. Internat. Zurich Seminar on Digital Communications 1974, A3, S. 1-6
- [69] Wolf, D.; Brehm, H.: Zweidimensionale Verteilungsdichten der Amplituden von Sprachsignalen. NTG-Fachtagung "Signalverarbeitung", Erlangen 1973, S. 378-385
- [70] Zelinski, R.; Noll, P.: Optimale Quantisierung gedächtnisfreier Gaußquellen. AEU 27 (1973) 12, S. 497-504
- [71] Zelinski, R.; Noll, P.: Adaptive Blockquantisierung von Sprachsignalen. Technischer Bericht Nr. 181, Heinrich-Hertz-Institut Berlin Charlottenburg (1975)
- [72] Zwicker, E.; Feldtkeller, R.: Das Ohr als Nachrichtenempfänger. S. Hirzel-Verlag, Stuttgart, 1967

10. Anhang

An dieser Stelle sollen die im analytischen Modell verwendeten Polynomapproximationen für die modifizierte Besselfunktion 0. Ordnung $K_0(x)$ und deren Integral $\int_0^x K_0(t) dt$ angegeben werden. Das asymptotische Verhalten der Funktion $K_0(x)$ ist für kleine und große Argumente unterschiedlich:

$$K_0(x) \underset{x \rightarrow 0}{\approx} \ln \frac{2}{x}$$

$$K_0(x) \underset{x \rightarrow \infty}{\approx} \frac{1}{\sqrt{x}} e^{-x}$$

Die Approximation muß daher abschnittsweise durchgeführt werden:

1. Zunächst für den Bereich $0 < x < 2$:

$$K_0(x) = -\ln \frac{x}{2} \cdot I_0(x) - 0,57721\,566 + \sum_{i=1}^6 a_i \left(\frac{x}{2}\right)^{2i} + \epsilon;$$

$$|\epsilon| < 10^{-8}; \quad 0 < x < 2$$

mit:

$$a_1 = 0.42278\,420; \quad a_2 = 0.23069\,756; \quad a_3 = 0.03488\,590;$$

$$a_4 = 0.00262\,698; \quad a_5 = 0.00010\,750; \quad a_6 = 0.00000\,740;$$

und der Besselfunktion 0. Ordnung

$$I_0(x) = 1 + \sum_{i=1}^6 b_i \left(\frac{x}{3.75}\right)^{2i} + \dots;$$

$$|\epsilon| < 1.6 \cdot 10^{-7}; \quad |x| < 3.75$$

mit:

$$\begin{aligned} b_1 &= 3.51562 \ 29; & b_2 &= 3.08994 \ 24; & b_3 &= 1.20674 \ 92; \\ b_4 &= 0.26597 \ 32; & b_5 &= 0.03607 \ 68; & b_6 &= 0.00458 \ 13 . \quad [1] \end{aligned}$$

Hieraus läßt sich durch Integration auch das Integral bestimmen. Der Vorteil dieses Verfahrens liegt darin, daß sowohl für $K_0(x)$ als auch für $\int_0^x K_0(t) dt$ derselbe Koeffizientensatz verwendet werden kann. Die Ergebnisse dafür sind weiter unten zusammengefaßt.

2. Nun sei der Approximationsbereich $2 < x < \infty$. Dafür wurde der Literatur eine weitere Polynomapproximation entnommen [29]:

$$\int_0^x K_0(t) dt = \frac{\pi}{2} - \frac{e^{-x}}{\sqrt{x}} \left[\sum_{i=1}^{13} (-c_i)^{\frac{1}{2}} x^{-\frac{1}{2}} + c_0 \right] + \varepsilon$$

$$|\varepsilon| < 10^{-7} ; \quad x \gg 1$$

$$\begin{aligned} c_0 &= 1.25331 \ 392; & c_1 &= 0.78323 \ 450; & c_2 &= 1.25733 \ 120; \\ c_3 &= 3.09054 \ 439; & c_4 &= 9.02560 \ 454; & c_5 &= 25.43912 \ 196; \\ c_6 &= 60.46288 \ 829; & c_7 &= 112.80726 \ 524; & c_8 &= 158.83274 \ 706; \\ c_9 &= 163.74821 \ 024; & c_{10} &= 119.22659 \ 270; & c_{11} &= 57.88900 \ 965; \\ c_{12} &= 16.78876 \ 588; & c_{13} &= 2.19748 \ 244 . \end{aligned}$$

In der unmittelbaren Umgebung von $x = 2$ für $x > 2$ geht die Genauigkeit dieser Approximation auf etwa 10^{-3} zurück.

Durch Differenzieren läßt sich daraus $K_0(x)$ für $2 < x < \infty$ bestimmen.

Zusammenfassend läßt sich darstellen:

$$K_0(x) = \begin{cases} \sum_{i=0}^6 \left[-\ln \frac{x}{2} \cdot d_{2i+1} + d_{2i+2} \right] \left(\frac{x}{2} \right)^{2i} & \text{für } 0 < x \leq 2 \\ \frac{e^{-x}}{\sqrt{x}} \sum_{i=0}^{13} (-c_i)^i x^{-i} \left(1 + \frac{2i+1}{2x} \right) & \text{für } 2 < x < \infty \end{cases}$$

mit:

$$d_1 = 1; \quad d_2 = -0.57721 \ 566;$$

$$d_3 = 0.99999 \ 940; \quad d_4 = 0.42278 \ 420; \quad d_5 = 0.25000 \ 304;$$

$$d_6 = 0.23069 \ 756; \quad d_7 = 0.02777 \ 214; \quad d_8 = 0.03488 \ 590;$$

$$d_9 = 0.00174 \ 112; \quad d_{10} = 0.00262 \ 698; \quad d_{11} = 0.00006 \ 718;$$

$$d_{12} = 0.00010 \ 750; \quad d_{13} = 0.00000 \ 243; \quad d_{14} = 0.00000 \ 740$$

$$\int_0^x K_0(t) dt = \begin{cases} 2 \sum_{i=0}^6 \frac{1}{2i+1} \left[-\ln \frac{x}{2} + \frac{1}{(2i+1)} d_{2i+1} + d_{2i+2} \right] \left(\frac{x}{2} \right)^{(2i+1)} & \text{für } 0 < x \leq 2 \\ \frac{\pi}{2} - \frac{e^{-x}}{\sqrt{x}} \sum_{i=0}^{13} (-c_i)^i x^{-i} & \text{für } 2 < x < \infty \end{cases}$$

Diese Approximationen wurden in zwei Unterprogrammen niedergelegt.

L e b e n s l a u f

30. 6. 1941 Geburt in Allenstein/Ostpr.
Vater: Hermann Weitowitz, Kaufmann
Mutter: Hildegard Weitowitz, geb. Ullmann

1947 - 1954 Grundschule in Dippoldiswalde/Sa.,
Siedinghausen und Senne I in Westf.

1954 - 1957 Fr. v. Bodelschwingh-Aufbaugymnasium
Abschluß: Mittlere Reife

1957 - 1960 Lehre: Rundfunk- und Fernsehtechniker
Abschluß: Gesellenbrief

1960 - 1961 Fachschulreife und Industriepraktikum

1961 - 1964 Studium der Elektrotechnik an der Staat-
lichen Ingenieurschule in Bielefeld/Westf.
Abschluß: Ing. (grad.) für Elektrotechnik

1964 - 1965 Mitarbeiter der Fa. Telefunken, Hannover
Tätigkeit: Fernsehentwicklung

1965 - 1966 Bundeswehr
Tätigkeit: Flugzeugfunkmechaniker

1966 - 1968 Angestellter im Institut für Arbeits- und
Sozialmedizin der Universität Erlangen-
Nürnberg
Tätigkeit: Entwicklung elektro-medizini-
scher Geräte

1968 - 1973 Studium der Elektrotechnik an der Univer-
sität Erlangen-Nürnberg
Abschluß: Diplom der Fachrichtung Elektro-
technik

seit 1973 Wissenschaftlicher Assistent am Lehrstuhl
für Technische Elektronik der Universität
Erlangen-Nürnberg

Dissertationsdruck
GmbH & Co. KG.

M. SCHADEL

86 Bamberg · Hohe-Kreuz-Str. 9b · Tel. 0951/ 5 44 14